RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée

N° 390 Mai 1980

sommaire

IDEES	61	Protection contre les surtensions
	84	Presse internationale NE555
MONTAGES PRATIQUES	44	Compteur d'usure
	50	Horloge minuterie
	71	Réverbération
	92	Automatisme pour pompe à eau
	95	Applications du LM 389
	98	Clignoteur de puissance
	103	Récepteur RC 4 cannaux
	106	Fréquencemètre
THEORIE DE L'ACOUSTIQUE	78	Introduction : étude de l'oreille
DIVERS	57	Caractéristiques et équivalences des transistors (code japonais)
	90	Mini fiches techniques
	101	Nouveautés-informations
	133	Répertoire des annonceurs

Ce numéro comporte un encart
a) Unieco b) Sogeform c) Franclair d) Eurelec
numéroté 67, 68, 69, 70

Notre couverture : Ce compteur vous permet de déterminer le moment où l'on doit en théorie changer le diamant de la tête de lecture d'une platine. Dans le cercle jaune, notre montage réverbération donné en page 71.
Cliché **M. Fischer.**

Ont participé à ce numéro :
Ph. Arnould, A. Benard, M. Bourgeron, B. Duval, P. Gueulle, J.-G. Hemmer, F. Juster, A. Lefumeux, R. Rateau.

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Patrick Dolidon

Tirage du précédent numéro
105 500 exemplaires

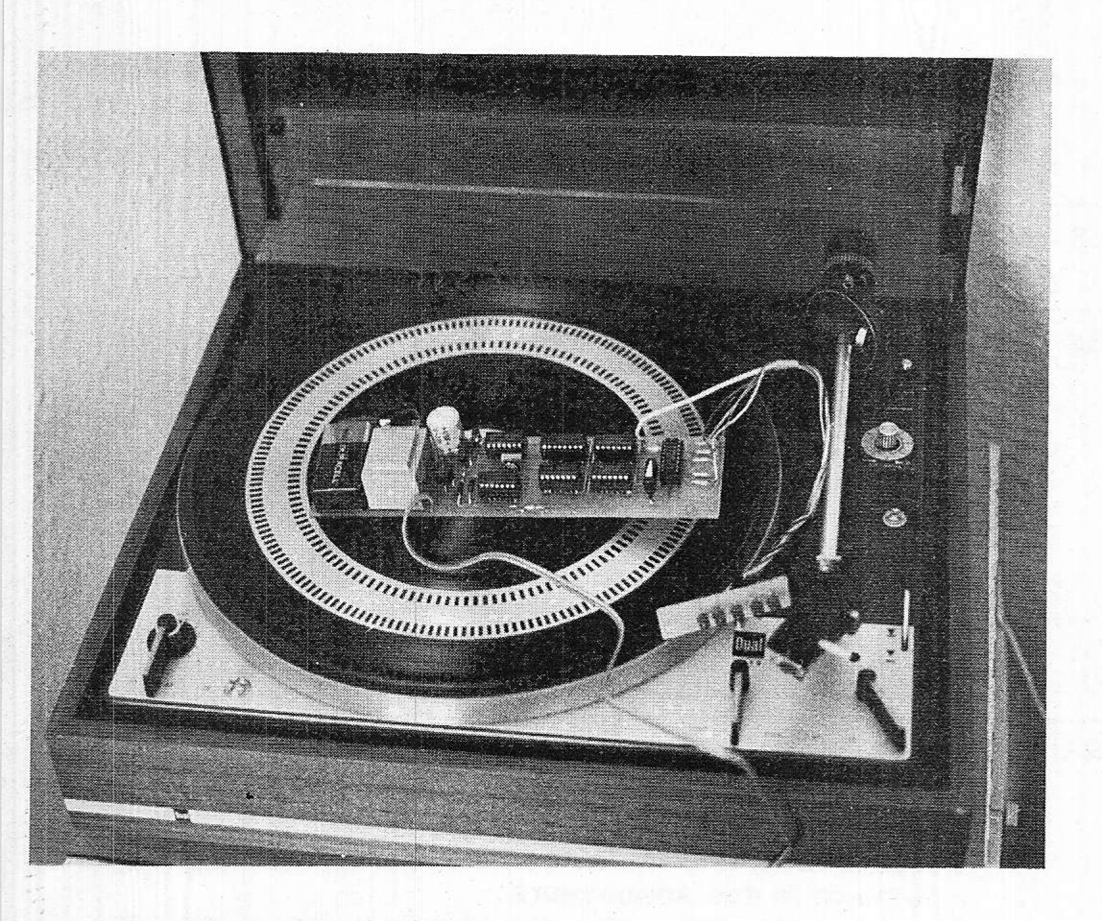


Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. 200.33.05

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **55 F** - Etranger : 1 an **70 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépot légal 2e trimestre 1980 - Editeur 837 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois

Le diamant de la cellule de lecture d'une platine HI-FI est conçu pour durer en moyenne 600 heures. L'appareil décrit ci-après se propose de vous signaler quand il est temps de changer ce diamant et permet donc de préserver la vie de vos disques en leur évitant des dommages irréversibles.



COMPTEUR D'USURE pour tête de lecture

A) INTERET DU MONTAGE

Un grand nombre d'amateurs de musique, possédant une chaine HI-FI pour laquelle tous les maillons ont été choisis pour des performances optimales, accordent peu d'attention au premier élément de cette chaîne : le diamant de la cellule phonocaptrice. En particulier ils se révèlent incapables de préciser le temps d'utilisation de la pointe de lecture et donc par conséquent d'apprécier son usure. Or les performances de la chaîne et la sauvegarde des disques dépendent étroitement de cet état d'usure.

L'appareil réalisé a pour but de pallier ce manque d'informations. Il permet de mémoriser le temps d'utilisation de la platine tourne-disque et l'affiche à l'aide de cinq diodes électroluminescentes. Une LED s'allume à chaque centaine d'heures et l'ensemble se met à clignoter à la 600[e] heure.

Ainsi informé, l'utilisateur pourra changer la pointe de lecture à temps et éviter ainsi une dégradation prématurée de ses disques et de la qualité d'écoute de son installation.

B) DESCRIPTION DE L'APPAREIL

Le synoptique de l'appareil est donné par la **figure 1.** On remarquera que l'appareil est alimenté en permanence, soit par une alimentation secteur lorsque la platine fonctionne, soit par des piles alcalines ou des accus Cd-Ni lorsqu'elle est à l'arrêt. Deux diodes D_1 et D_2 assurent la commutation automatique de ces alimentations.

L'interrupteur de mise en service de la platine commande par l'intermédiaire de l'alimentation secteur un multivibrateur

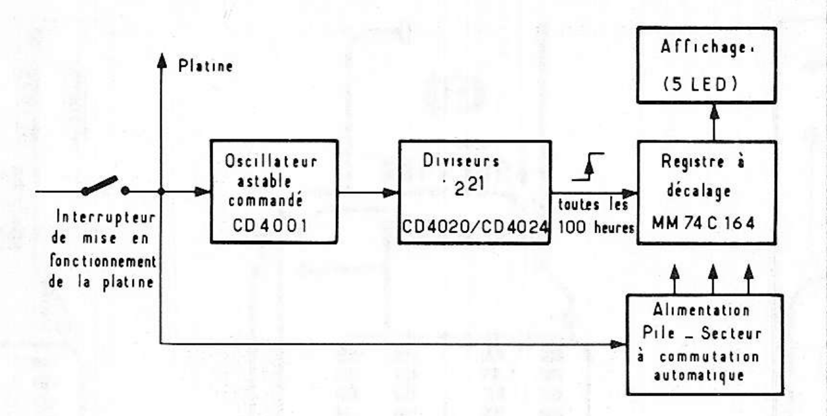


Figure 1: Synoptique

Figure 2 : Schéma de principe

astable utilisant trois portes NOR (— CD 4001). Lorsque cet interrupteur est ouvert, l'oscillateur est bloqué à l'état haut. Lorsqu'il est fermé l'astable oscille et délivre des impulsions à un circuit diviseur CD4024. Ce multivibrateur astable joue le rôle de base de temps et sa période est réglée par un potentiomètre ajustable à T_A = 0, 17166 s (voir **figure 2).**

Le CD4024 est un compteur composé de sept étages binaires dont chacun est déclenché par l'étage précédent. Chaque étage est un diviseur par deux. Par conséquent le CD4024 assure une division par 128 du signal incident en provenance de l'astable. Il est suivi par un compteur binaire à 14 étages CD4020 qui divise pour sa part le signal par 16 384. Au total la fréquence du signal de l'astable sera donc divisée par 2^{21} soit 2097 152. Ce facteur de division ainsi que la période de l'oscillateur ont été choisis de manière à ce que l'on obtienne en sortie de la chaine de comptage un signal carré présentant un front positif toutes les 100 heures. Ce signal est appliqué à l'entrée horloge (clock) d'un registre à décalage 74C 164 à entrée série, sortie parallèle.

Le 74 C164 est un circuit comportant huit bascules bistables « D » connectées en série. La sortie de chaque bascule est accessible, donc de ce fait on dispose de huit sorties en parallèle. L'information présente à l'entrée du premier bistable y est transférée pendant la transition positive du signal d'horloge. A chaque signal d'horloge suivant, l'information progressera d'un bistable à l'autre dans le registre. Comme l'entrée du registre est maintenue en permanence au niveau 1, on verra donc apparaître un niveau 1 successivement à la sortie Q_A, puis Q_A et Q_B, puis Q_A, Q_B et Q_C etc... et ce à chaque centaine d'heures écoulées.

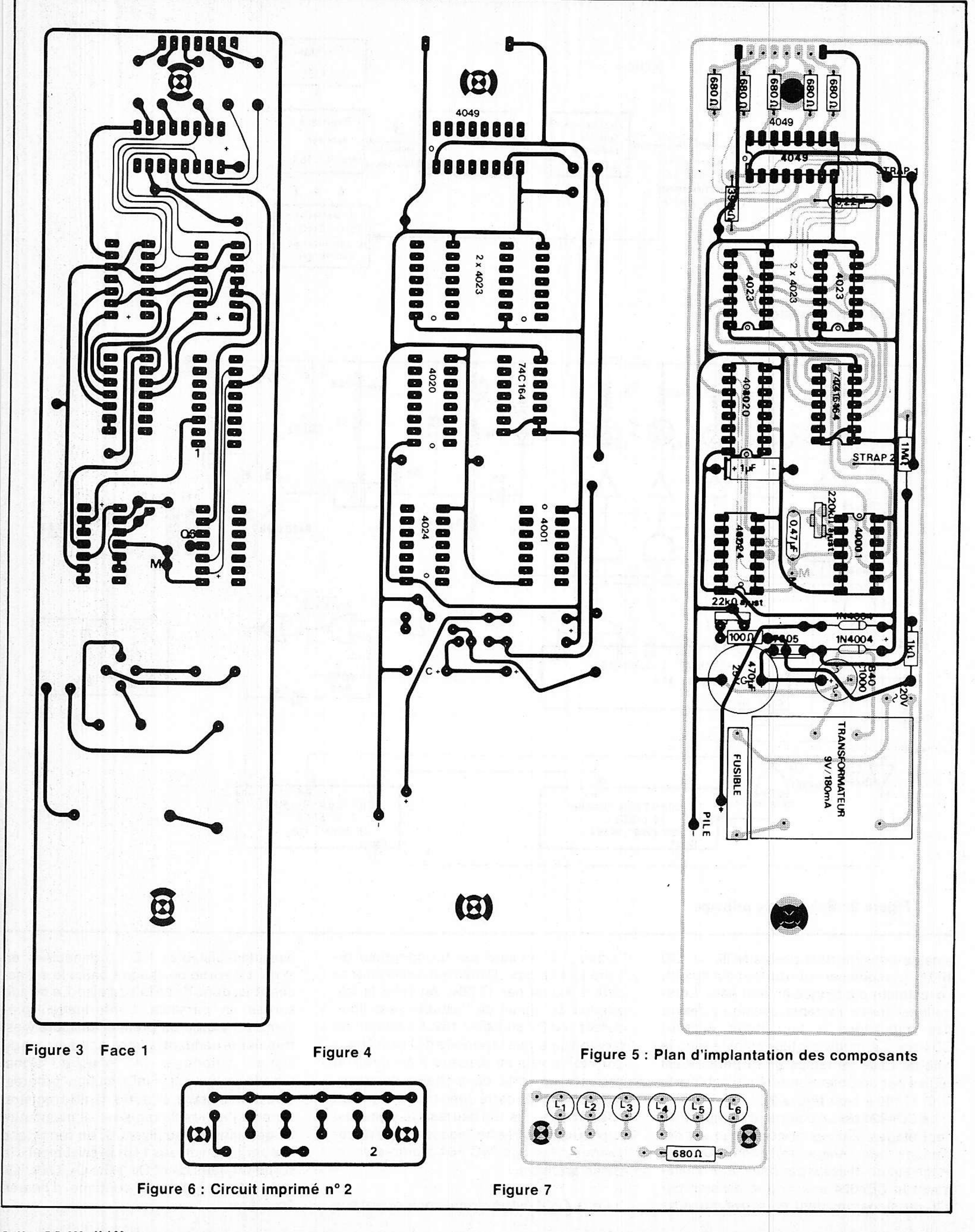


Figure 3 Face 1

Figure 4

Figure 5 : Plan d'implantation des composants

Figure 6 : Circuit imprimé n° 2

Figure 7

Ce registre à décalage commande, par l'intermédiaire de portes NAND à 3 entrées (CD 4023) et d'amplis inverseurs (CD4049), l'allumage successif de cinq diodes électroluminescentes. L'allumage de chaque diode se fait après une centaine d'heures de fonctionnement.

Cinq portes NAND des CD4023 ont leurs entrées reliées aux sorties du registre à décalage, à l'alimentation secteur de l'appareil, et à une 6ᵉ porte NAND. Il résulte de cette disposition que l'allumage des diodes LED n'est autorisé que si l'alimentation secteur est établie, c'est-à-dire si la platine fonctionne. A l'arrêt de la platine, la consommation de l'appareil se réduira de ce fait à la seule consommation des circuits intégrés soit environ 50 mW par boitier.

La 6ᵉ porte NAND prend en compte pour sa part le signal de la sortie Q_F du 74C164 et celui de la sortie Q_4 du CD4020. Comme Q_F passe au niveau 1 à la 600ᵉ heure et qu'un signal de fréquence 0,36 Hz est obtenu sur Q_4, l'ensemble des diodes LED se mettra à clignoter à cette fréquence à ce moment là.

R_6, C_2 et une porte inverseuse (— CD4049) assurent la remise à zéro des compteurs et du registre à décalage. En effet, lors de la première mise sous tension de l'appareil, C_2 se comporte un instant comme un court circuit et porte momentanément l'entrée Clear (broche 9) du 74C164 au niveau 0 et les entrées Reset (broche 2) du CD4024 et (broche 11) du CD4020 au niveau 1, ce qui assure l'initialisation de ces circuits intégrés.

C) REALISATION

On trouvera aux **figures 3, 4, 5** les dessins du circuit imprimé ainsi que le plan d'implantation des composants. Le circuit imprimé étant réalisé en époxy double face il faudra accorder, lors de l'insolation du circuit, un soin tout particulier aux positions respectives des « mylars ».

Le montage est réalisé avec des circuits intégrés CMOS. Il sera donc indispensable d'utiliser des supports de C.I., certaines « pattes » devant être soudées sur les deux faces.

Cette précaution permettra d'accorder aux soudures (et aux vérifications) tout le temps et le soin voulus sans être géné par des fers qui se refroidissent, ou pire, par des dessoudages acrobatiques. On aura cependant soin de choisir des supports à « longues pattes . que l'on montera légèrement surélevés (voir photo n° 4), la soudure sous un support n'étant pas une

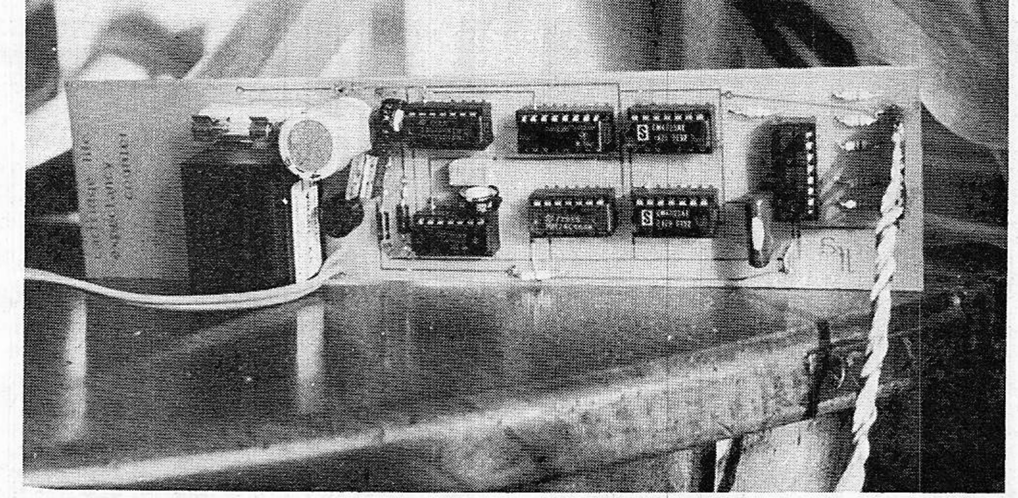


Photo 2

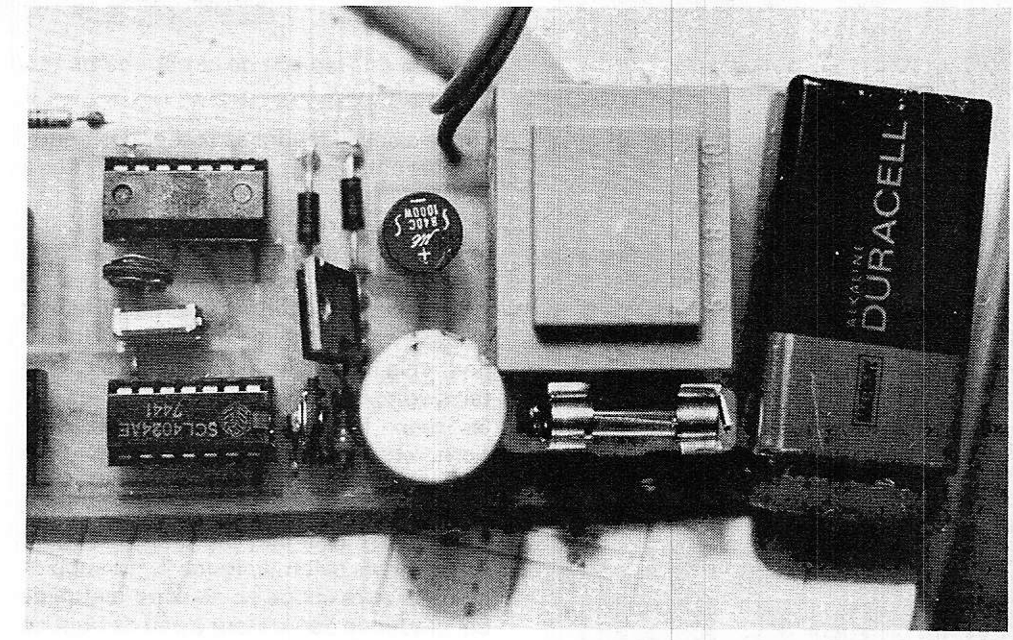


Photo 3 : Les alimentations de l appareil

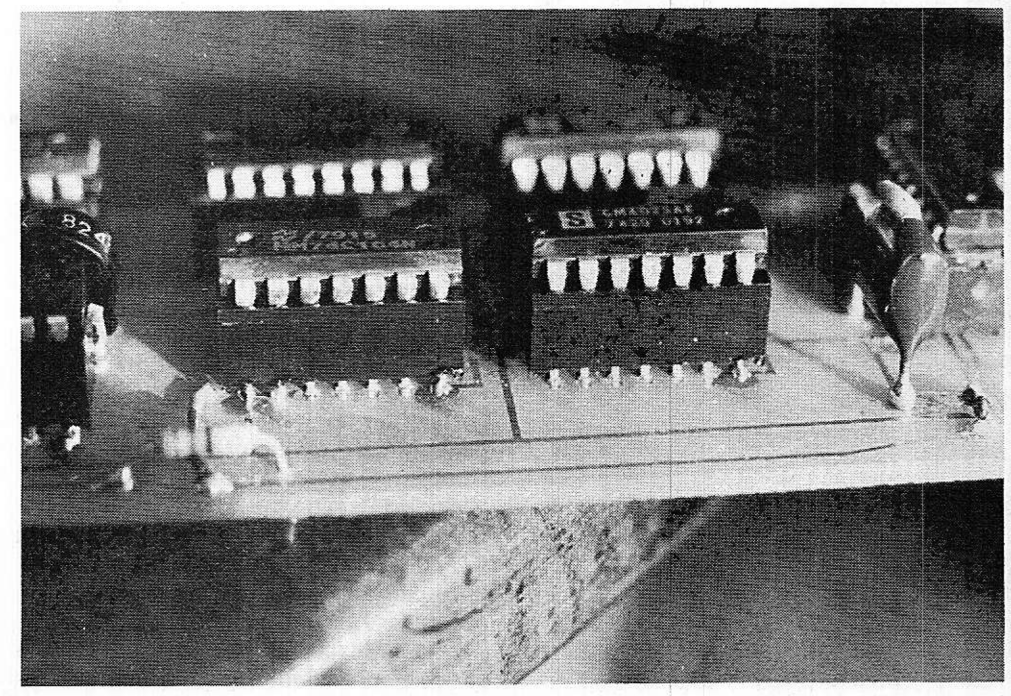


Photo 4 . Soudure des supports côté composants.

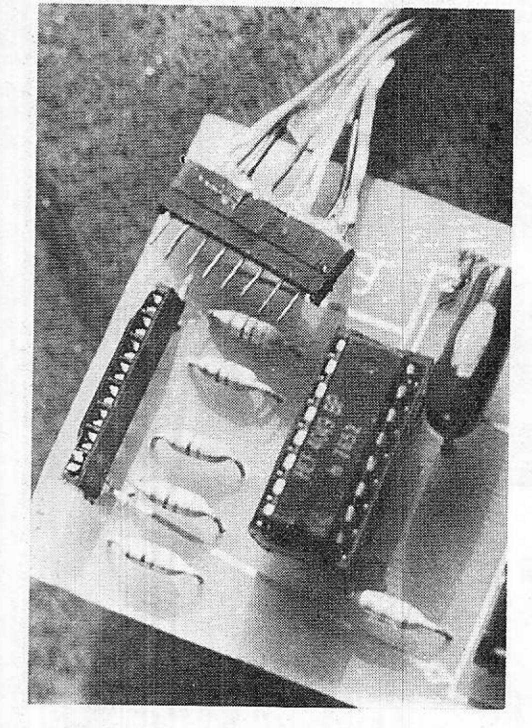


Photo 5 : Détail du connecteur des diodes LED.

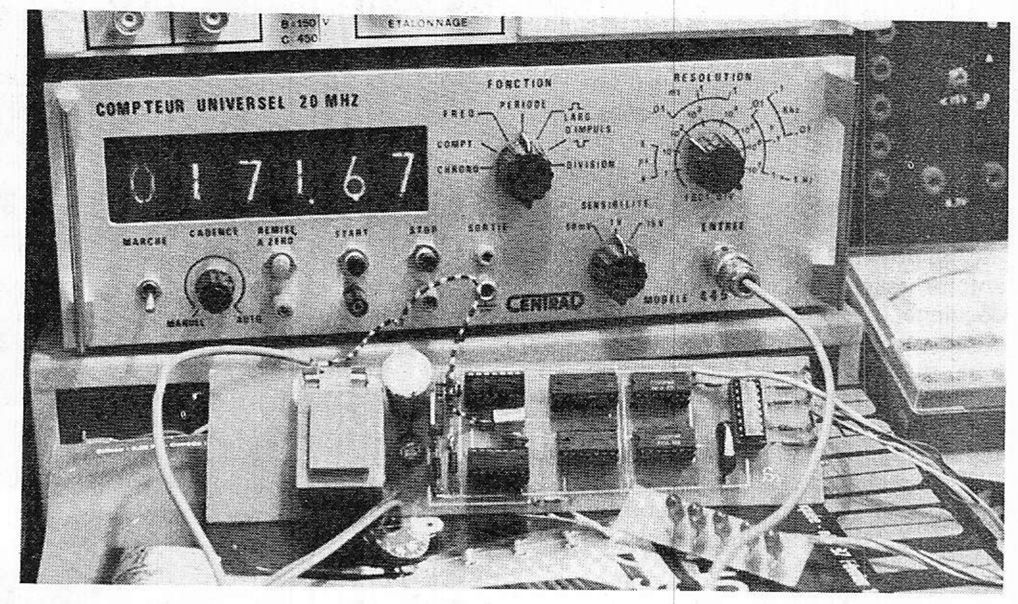


Photo 6 . Reglage de la periode du multivibrateur astable.

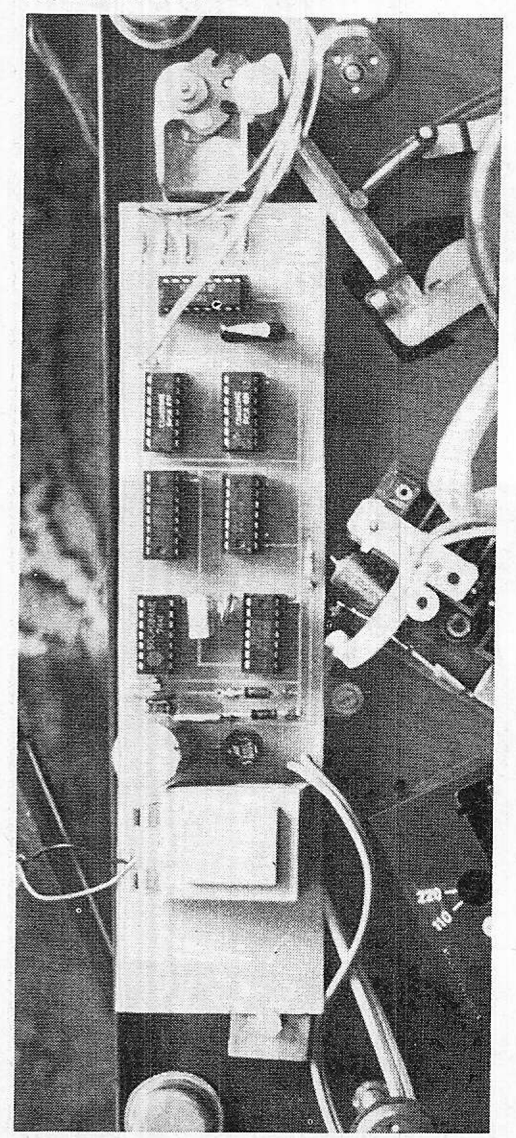


Photo 7 : Installation de l appareil dans le socle de la platine.

chose aisée. Il faudra se méfier des courts circuits entre les pattes des supports dus à d'éventuels excès de soudure.

Pour des raisons d'accessibilité, on commencera par câbler ces supports, puis les composants de l'alimentation, les résistances et les condensateurs. Il faudra veiller à ne pas oublier les 2 straps. Utilisez pour cela impérativement du fil isolé. Certains composants sont soudés à la fois sur les deux faces (électrochimiques, supports, etc...). Il sera prudent de contrôler ces soudures à l'ohmmètre.

Les six diodes LED de l'affichage seront montées sur le circuit imprimé de la **figure 6** et cablées selon la **figure 7.** Un support que l'on aura coupé en deux permettra de constituer un connecteur à peu de frais. La seconde partie sera démontée (voir photo n° 5) On soudera un fil à chaque borne et on remontera l'ensemble en faisant subir à chaque patte une torsion de 90°. Le tout sera définitivement fixé à l'araldite.

D) REGLAGES-MISE AU POINT

Le seul réglage à effectuer est celui du multivibrateur astable. Il s'effectue par l'intermédiaire de la résistance ajustable R_{A1}. Si l'on dispose de l'appareillage nécessaire on branchera un périodemètre au « point test » M et on réglera R_{A1} de manière à obtenir une période de 0,17166 s. Dans le cas contraire il suffira de brancher un multimètre sur la sortie Q_6 (broche 4 du CD4024). On devra y obtenir un signal de période 11 secondes.

Lors de chaque changement de diamant il faudra débrancher **toutes** les alimentations, la remise sous tension de l'appareil assurant la remise à zéro des compteurs.

L'appareil tel qu'il est présenté a été conçu pour indiquer une durée de vie de 600 heures. Il est évident que l'on peut, si on le désire, adopter une fréquence d'horloge différente de celle qui est proposée. On pourra obtenir alors, par exemple, un allumage toutes les 150 heures ou toutes les 200 heures...

Dernier point : l'alimentation secteur de l'appareil est prélevée **après** l'interrupteur de mise en fonctionnement de la platine. On trouvera un exemple de branchement à la photographie n° 7.

J.G. HEMMER

NOMENCLATURE

Résistances

R_1
R_2, R_3, R_4, R_5 = 680 Ω (câblées sur le circuit principal)
R_6 = 680 Ω (câblée sur le circuit d'affichage) (n° 2)
R_7 = 1 kΩ, R_8 = 100 Ω, R_{A1} = 220 kΩ (ajustable de l'astable), R_{A2} : 22 kΩ, R_{10} : 390 kΩ, R_9 : 1,2 MΩ

Condensateurs

C_1 = 0,1 µF
C_2 = 470 µF/25 V vertical
C_3 = 10 µF (16 V)
C_4 = 0,47 µF MKM.

Semi-conducteurs

D_1n D_2 = 1 N 4003
pont redresseur B 40 C 1500 W

Circuits intégrés

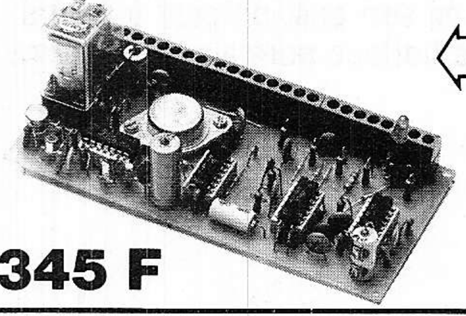
CD 4001, CD 4024, CD 4020
MM 746 164
2 x CD 4023
1 x CD 4049
l'emplacement des CI est repéré en clair sur le circuit imprimé.
1 régulateur 7805 vc ou LM 340T5
1 transformateur GERTH Typ 3109 - 1 - V (9 V - 180 mA)
1 porte fusible - 1 fusible 0,315 A.

ELECTRONIC SERVICE
20, avenue de la Gare — 57200 SARREGUEMINES

Distributeur officiel
Office du Kit



— Modulateur de lumière 3 canaux **(OK 21)** .... 112,70 F
— Modulateur 3 canaux + 1 inverse **(OK 124)** .... 136,20 F
— Adaptateur micro pour modulateur **(OK 126)** ...... 77,40 F
— Stroboscope 40 joules **(OK 112)** .... 155,80 F
— Antivol pour automobile **(OK 92)** .... 102,90 F
— Générateur de rythmes **(OK 143)** .... 279,00 F
— Ampli linéaire 144 MHz - 40 W **(OK 148)** .... 495,00 F

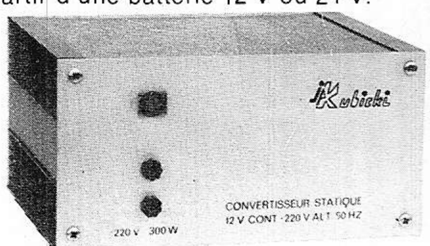


Centrale antivol OK 140 :
- Multiples entrées
- Sortie sirène + sortie par relais
- Contrôle de veille
- Indicateur d'alarme Fonctionne à circuits C.MOS (-de 10 µA de consommation en veille)

345 F

Composants électroniques
Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc.
Outillage - Coffrets - Appareils de mesure

Convertisseurs statiques
220 V alternatif à partir d'une batterie 12 V ou 24 V.



1° Entrée 12 V
C 50/12, 50 W .... 130 F Port 10 F
C 100/12, 100 W .... 175 F Port 15 F
C 150/12 R, 150 W .... 290 F Port 20 F

2° Entrée 24 V
C 300/24 R, 300 W .... 320 F Port 20 F

3° Modèles stabilisés en fréquence
EC 150/12, 150 W (entrée 12 V) .... 590 F Port 20 F
EC 300/12, 300 W (entrée 12 V) .... 795 F Port 20 F

Nouveau modèle
EC 600/24 A, 600 W .... 1 690 F Port 50 F
EC 1000/24 A, 1000 W (entrée 24 V) .... 3 300 F Port 100 F

CIRCUITS IMPRIMÉS
Verre époxy
— Simple face 75 × 160 .... 4,00 F
100 × 200 .... 6,00 F
— Double face 75 × 160 .... 8,00 F
100 × 200 .... 12,00 F

Bakélite
— Simple face 75 × 160 .... 1,40 F
100 × 200 .... 2,50 F

• Epoxy présensibilisé 75 × 160 .... 14,00 F
100 × 200 .... 24,00 F

• Pastille transfert Mecanorma .... 7,50 F
• Bande transfert Mecanorma .... 10,50 F
• Feuille Mylar 210 × 270 .... 4,00 F
• Résine photosensible KF positive atomisant révélateur .... 53,50 F
• Stylo marqueur spécial .... 14,00 F
• Mini perceuse .... 60,00 F
• Perchlorure de fer 1/2 litre .... 7,50 F
• Etamag 1/2 litre KF .... 36,00 F
• Vernis KF protection circuit imprimé .... 42,00 F

Port forfaitaire pour matériel circuit imprimé + 20 F

Kit à insoler les circuits comprenant :
2 tubes UV 60 cm + 2 starters + 1 ballast + schéma de branchement .... 110 F
(port : **40 F**)

Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B. Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles. (Liste sur demande).

Secondaire simple

Type	Prix	Port
6 V/0,3 A	20,00	10 F
9 V/0,2 A	19,00	
12 V/0,15 A	19,00	
6 V/0,6 A	19,00	
9 V/0,4 A	19,00	
12 V/0,3 A	19,00	
15 V/0,33 A	22,00	
18 V/0,3 A	22,00	
12 V/1 A	27,00	
12 V/2 A	38,00	15 F
24 V V/1 A	38,00	
24 V/2 A	47,00	

Secondaire double

Type	Prix	Port
2 x 6 V/0,5 A	22,60	10 F
2 x 9 V/0,5 A	26,80	
2 x 12 V/0,5 A	26,80	
2 x 15 V/0,5 A	26,80	
2 x 18 V/0,5 A	26,80	
2 x 24 V/0,5 A	35,00	15 F
2 x 30 V/0,5 A	37,00	
2 x 6 V/1 A	27,00	10 F
2 x 9 V/1 A	29,00	
2 x 12 V/1 A	38,00	15 F
2 x 15 V/1 A	39,00	
2 x 18 V/1 A	39,00	
2 x 24 V/1 A	47,00	
2 x 30 V/1 A	59,00	
2 x 6 V/2 A	37,00	
2 x 9 V/2 A	39,00	
2 x 12 V/2 A	47,00	
2 x 24 V/2 A	74,00	20 F

Sorties à picots

Type	Prix	Port
6 V/0,3 A	20,00	5 F
9 V/0,2 A	20,00	
12 V/0,15 A	20,00	

CIRCUITS IMPRIMÉS
Réalisation de prototypes et de petites séries. (Nous consulter).

Magasin ouvert tous les jours
de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 heures
Lundi de 14 h à 19 heures
Samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 17 heures

Tél. (87) 98.55.49

Egalement vente par correspondance sous 24 heures

Paiement à la commande par chèque ou mandat

La plupart des minuteries sont basées sur le temps de charge ou de décharge d'un condensateur dans une résistance.
La précision et la fidélité de ces minuteries sont souvent insuffisantes notamment dans un laboratoire de photographie.
On se propose ici, de construire une minuterie à l'aide d'une simple horloge réalisée à partir du circuit intégré TMS 3874 NL de Texas Instruments.
Cette horloge commandée à partir du secteur ne tient plus compte du vieillissement des composants ou de la température ce qui la rend très précise.
C'est à l'aide de quelques commutations supplémentaires à l'horloge et d'un oscillateur 3 000 Hz à quartz, que l'on peut programmer celle-ci de 0 à 24 minutes, seconde par seconde ou de 0 à 24 heures, minute par minute.
Si la minuterie ne sert pas, on peut toujours l'utiliser comme horloge normale avec alarme.



HORLOGE - MINUTERIE

I - ANALYSE DU MONTAGE :

Le synoptique de fonctionnement est donné **figure 1.** Il comprend :

— une alimentation ;
— une horloge avec afficheur ;
— un générateur 3 000 Hz ;
— un dispositif de commutation.

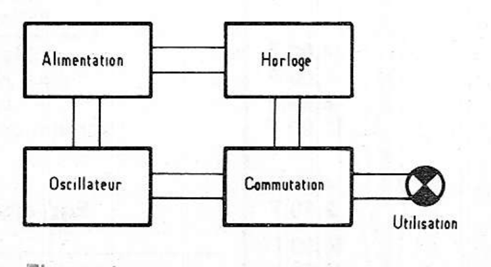


Figure 1

1) L'ALIMENTATION — Comme on peut le voir sur le schéma de principe **figure 2** l'alimentation de l'horloge se fait à partir d'un transformateur 220/12 V — 1,5 VA et d'une diode D_5 associée au condensateur réservoir C_2. On remarquera ici la simplicité du montage

2) L'HORLOGE — Elle est réalisée à l'aide d'un circuit TMS 3874 NL et d'un afficheur

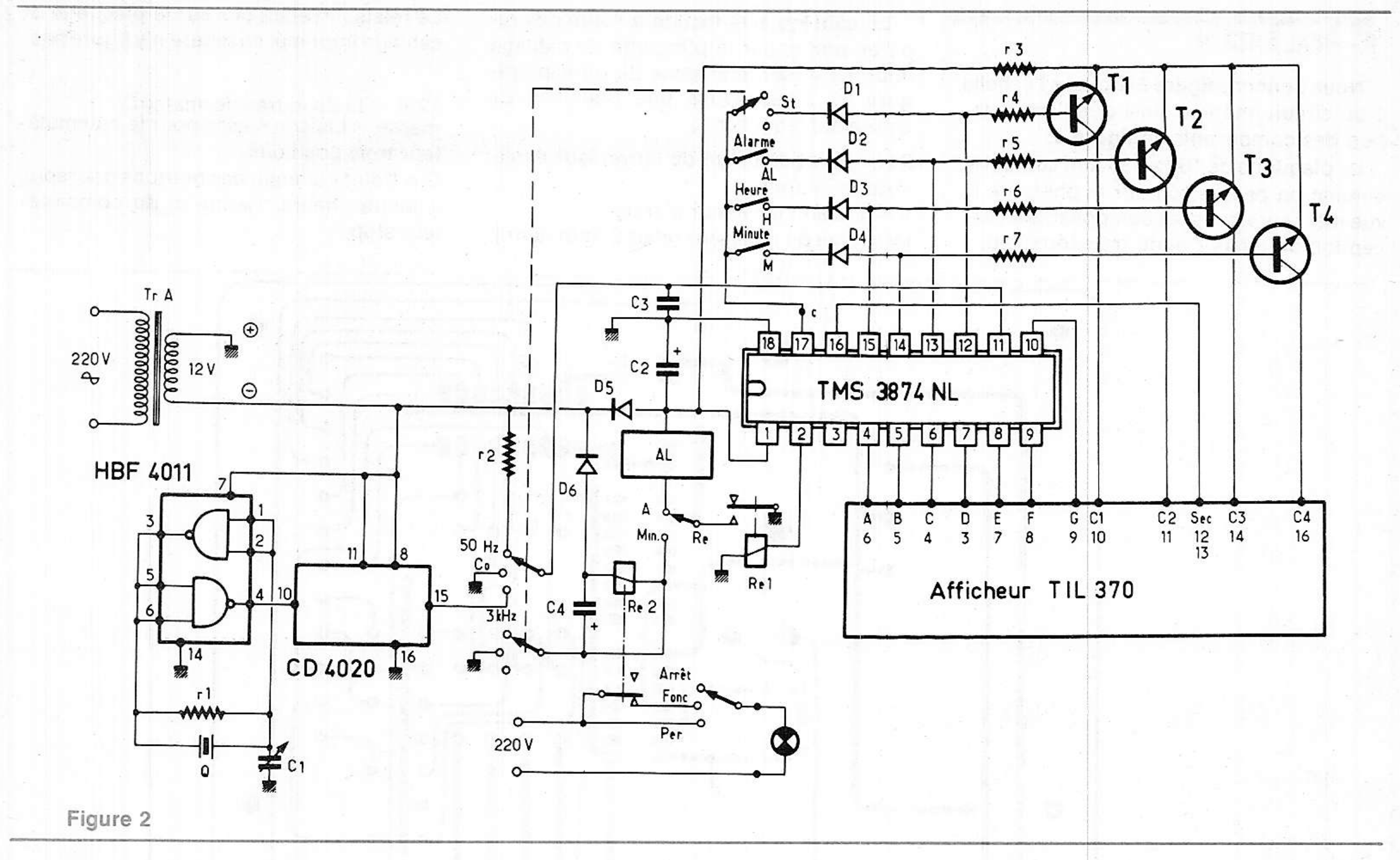


Figure 2

TIL 370 ou DIS 739. Nous ne parlerons pas ici du principe de fonctionnement de cette horloge. (Voir document constructeur), nous dirons seulement que le circuit compte à partir du secteur 50 hertz et commande un afficheur à cathode commune par l'intermédiaire de petits transistors (T_1 à T_4). Les anodes de l'afficheur sont directement commandées par les sorties S_P à S_G de l'horloge.

Le circuit TMS 3874 NL compte les heures et les minutes. Il nous faut pour lui faire compter les minutes et les secondes, le faire compter 60 fois plus vite, c'est pourquoi on applique sur son entrée (broche 11) soit du 50 Hz pour un fonctionnement normal (heures et minutes), soit du 50 x 60 = 3 000 Hz pour un fonctionnement en minuterie (minutes et secondes).

3) L'OSCILLATEUR — C'est à partir d'un circuit NAND (48 F 4011) d'un quartz de 6144 kHz et d'un diviseur par 2^{11} réalisé à l'aide d'un CD 4040, que l'on obtient du 3 000 Hz. Nous avons en effet 6144 : 2048 = 3 kHz.

Un condensateur ajustable de 7 à 15 pF est associé au quartz, ce qui permet le réglage précis de la fréquence de l'oscillateur, bien que le réglage ne soit pas critique ici, car ce qui nous intéresse pour notre minuterie, c'est surtout une reproductibilité du temps.

4) DISPOSITIF DE COMMUTATION — Sa fonction principale est de permettre le réglage du temps réel et la mise en fonction de la minuterie.

Ces réglages sont :

a) En appuyant sur le bouton poussoir « heure », on affiche l'heure, les deux premiers chiffres augmentent d'une unité chaque 1/2 seconde.

b) En appuyant sur le bouton poussoir « minute », on affiche les minutes, les deux derniers chiffres augmentent d'une unité chaque 1/2 seconde.

c) En appuyant sur le bouton alarme, l'afficheur montre le contenu de la mémoire « alarme » au lieu de l'heure réelle. Le réglage de la mémoire se fait de la même façon que le réglage de l'horloge.

On appuie sur les boutons « alarme » et « heure » pour changer l'heure de la mémoire puis sur les boutons « alarme » et « minute » pour changer les minutes de la mémoire.

d) En positionnant l'inverseur (noté « Re » sur le schéma) sur « alarme », celle-ci se mettra à sonner à l'heure affichée dans la mémoire. En positionnant l'inverseur sur « minuterie » (noté Min) ce sera la minuterie qui fonctionnera pendant le temps qui a été mis en mémoire.

e) Le commutateur trois positions, trois circuits permet :

1) d'arrêter l'alarme sur la position stop notée « Sp ».

Dans cette position le compteur ne fonctionne plus et la minuterie est prête à fonctionner.

2) de compter en minute et heure si le commutateur est sur la position 50 Hz ou en seconde et minute si le commutateur est sur la position 3 000 Hz.

La minuterie ayant été prévue pour un agrandisseur photo, on a inséré à l'intérieur un relais (noté Re2) commandant la mise en service d'une lampe de 300 W maximum. Dans cette fonction un commutateur trois positions permet :

1) l'arrêt de la lampe ;
2) le fonctionnement de la lampe durant le temps affiché en mémoire ;
3) le fonctionnement de la lampe en permanence pour la mise au point photographique.

5) EMPLOIS DE LA MINUTERIE — Après avoir affiché en mémoire le temps désiré, il suffit de mettre l'horloge à zéro, à l'aide des boutons poussoirs « heure » et « minute ». On met alors le commutateur sur la position stop et la minuterie est prête à fonctionner.

L'horloge se mettant à zéro après 23 heures 59 minutes il en sera de même après 23 minutes 59 secondes.

II - REALISATION :

Nous donnons **figure 3** le plan à l'échelle 1 du circuit imprimé ainsi que l'implantation des composants en **figure 4**.

La plaquette de 100 x 130 mm comporte comme on peut le voir sur la photo de la vue intérieure, tous les composants à l'exception du relais 2 et du transformateur.

Le câblage sera facilité à l'aide des repères portés sur la plaquette de câblage imprimé et sur le schéma de principe **(figure 1)**. Nous avons une douzaine de connexions qui sont :

Re = Point commun de l'inverseur minuterie ou alarme.
A = Liaison inverseur alarme.
Mi = Liaison inverseur relais 2 (minuterie). Le relais 2 n'étant pas sur la plaquette de câblage imprimé, ce repère n'y figure pas.

12 V = Liaison transformateur.
masse = Liaison masse pour le commutateur trois positions.
C = Point commun des boutons poussoirs « minute, heure, alarme et du commutateur stop ».

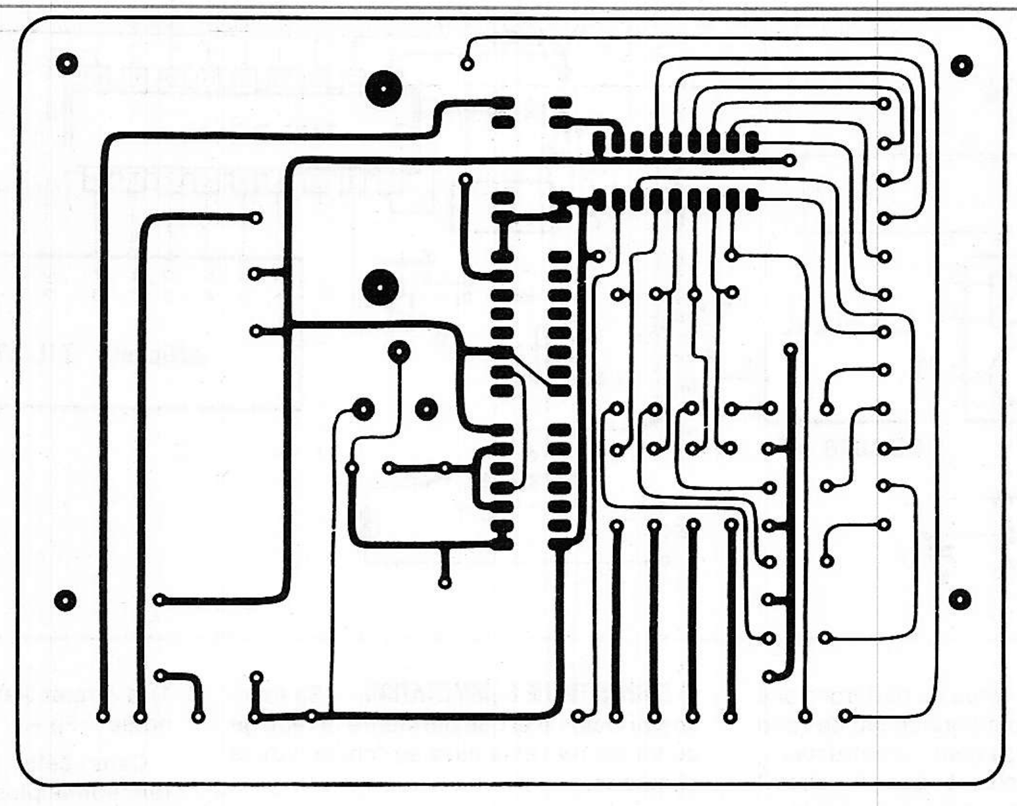


Figure 3

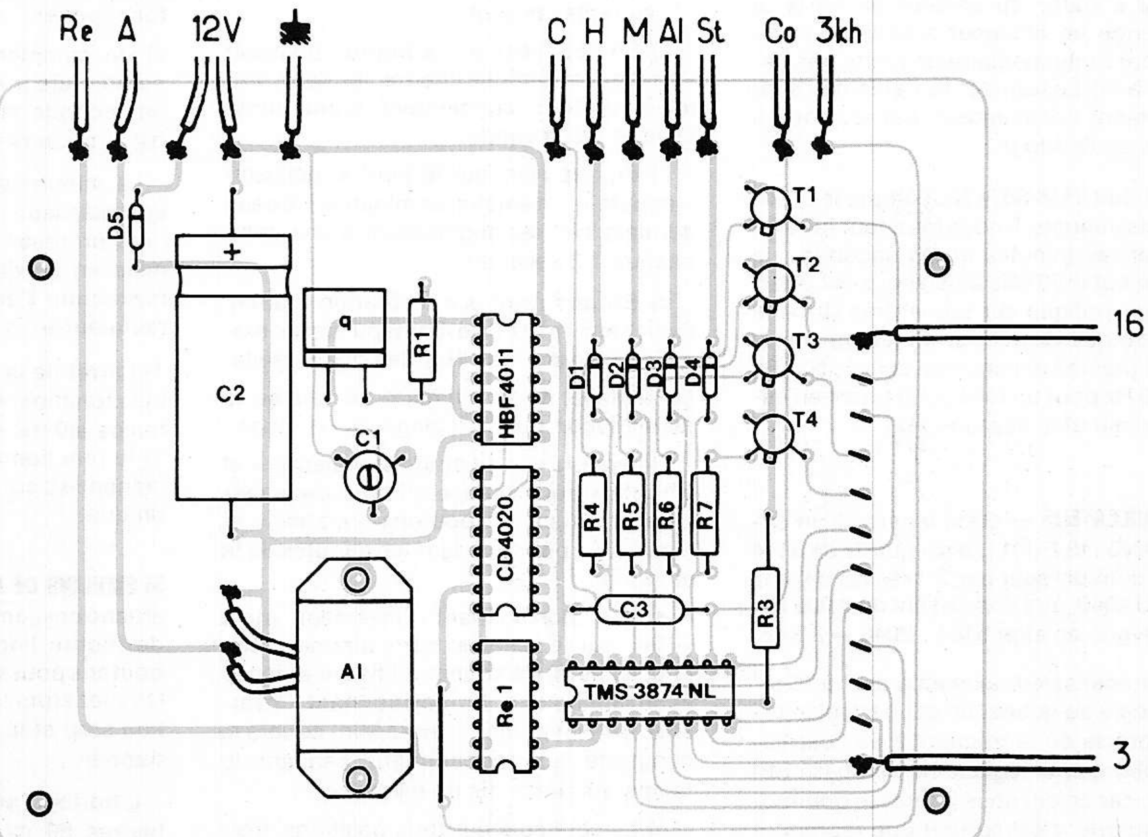


Figure 4

81,3
72,4
36,2
3,17
Ø4,7
TAB 1
26,2 12,3 9,4
D1 D2 D3 D4
12,7 18,8
15,2 10,2 10,2 15,2
78,4
81,3
5,4
0,8
PY 43
PY 43 a

14 13 9 8
1 2 6 7

TAB 1 PM INDICATOR CATHODE
TAB 2 PM INDICATOR ANODE
TAB 3 D SEGMENT ANODES
TAB 4 C SEGMENT ANODES
TAB 5 B SEGMENT ANODES
TAB 6 A SEGMENT ANODES
TAB 7 E SEGMENT ANODES
TAB 8 F SEGMENT ANODES
TAB 9 G SEGMENT ANODES
TAB 10 DIGIT 1 ET ALARM INDICATOR CATHODES
TAB 11 DIGIT 2 CATHODES
TAB 12 COLON SEGMENT H ANODE
TAB 13 COLON SEGMENT J ANODE
TAB 14 COLON SEGMENT H ET DIGIT 4 CATHODE
TAB 15 ALARME INDICATOR ANODE
TAB 16 COLON SEGMENT J ET DIGIT 3 CATHODE

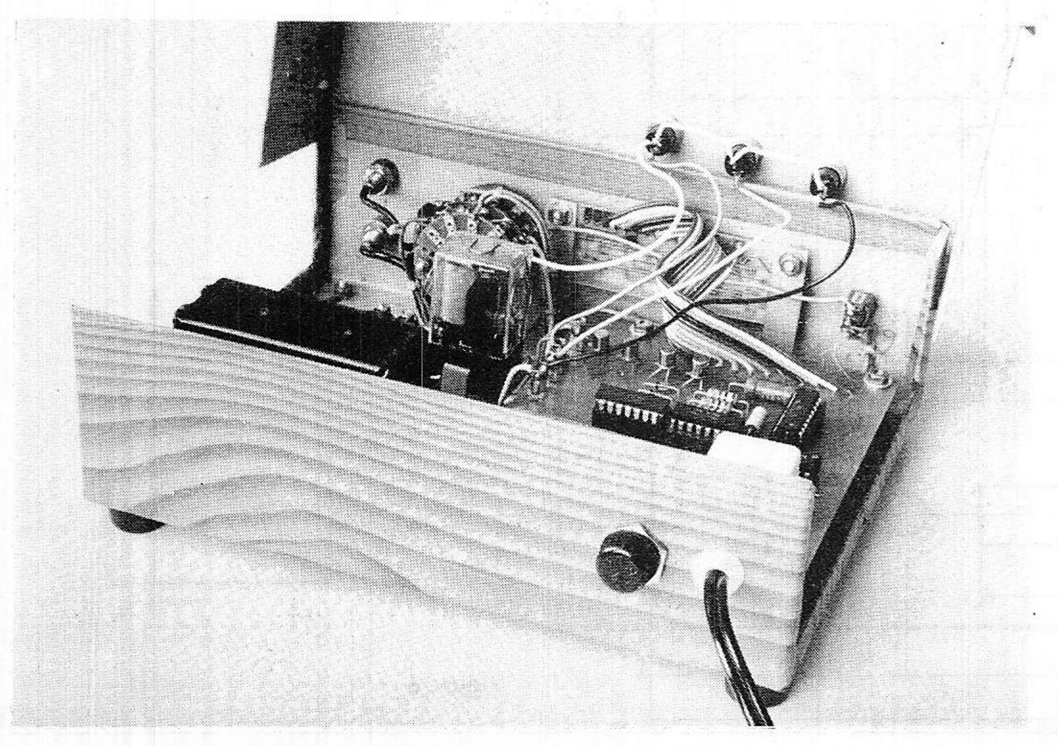
A B C D E F G

VDD 1, AL1 2, AL2 3, SA 4, SB 5, SC 6, SD 7, SE 8, SF 9
TMS 3874 NL
VSS 16, CI 15, SEC 16, DM 15, DTM 14, DH 13, DTH 12, CP 11, SG 10

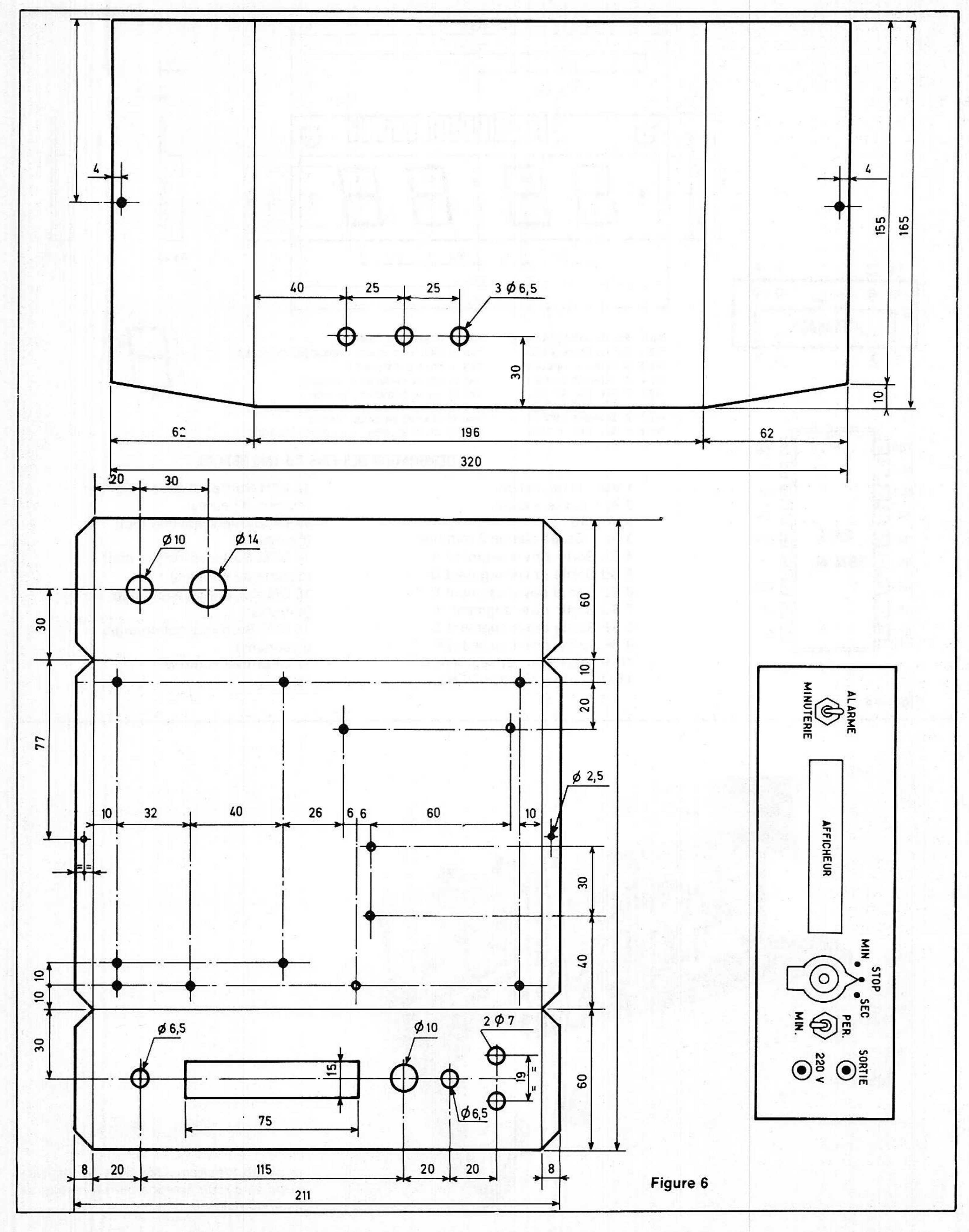
DESIGNATION DES PINS DU TMS 3874 NL

1 VDD Alimentation
2 AL1 Sortie alarme (continu)
3 AL 2 Sortie alarme 2 minutes
4 SA Sortie driver segment A
5 SB Sortie driver segment B
6 SC Sortie driver segment C
7 SD Sortie diver segment D
8 SE Sortie driver segment E
9 SF Sortie driver segment F
10 SG Sortie driver segment G
11 CP Entrée horloge 50 Hz
12 DTH Sortie validation digit. (dizaine d'heures)
13 DH Sortie validation digit. (heures)
14 DTM Sortie validation digit. (dizaine de minutes)
15 DM Sortie validation digit. (minutes)
16 SEC Sortie validation digit. (secondes)
17 CI Entrée contrôle.
18 VSS

Figure 5



Le circuit afficheur TMS 3874 NL est raccordé au circuit horloge par un réseau de fils en nappe.


4
4
155
165
40
25
25
3 Ø 6,5
30
10
62
196
62
320
20
30
Ø 10
Ø 14
30
60
77
10
20
Ø 2,5
10
32
40
26
6 6
60
10
30
40
10
10
30
Ø 6,5
Ø 10
2 Ø 7
15
19
60
75
Ø 6,5
8
20
115
20
20
8
211
ALARME
MINUTERIE
AFFICHEUR
MIN
STOP
SEC
MIN.
PER.
220 V
SORTIE
Figure 6

H = Liaison bouton poussoir « heure ».
M = Liaison bouton poussoir « minute ».
Ae = Liaison bouton poussoir « alarme ».
St = Liaison commutateur « stop ».
Co = Liaison commutateur de commande 50 Hz ou 3000 Hz.
3 kHz = Sortie du générateur 3000 Hz, relié ainsi que R2, sur le commutateur.

Le relais 2 peut être un relais 12 V alternatif, dans ce cas D_6 et C_4 ne sont pas utiles, c'est pourquoi ces deux composants ne figurent pas sur la plaquette de câblage imprimé. Ils sont en effet câblés directement aux bornes de la bobine du relais.

Les liaisons « câblage imprimé-afficheur » seront réalisées à l'aide d'un câble plat comportant 12 fils. Les sorties sur le câblage imprimé étant dans l'ordre des connexions de l'afficheur, il suffit de connecter celles-ci directement (sans inversions). On commencera le câblage à partir de la broche 3 de l'afficheur et les broches 12 et 15 ne seront pas utilisées.

On donne **figure 5** le brochage du TIL 370, du TMS 3874 NL, ainsi que celui du relais 1.

Les composants seront montés dans un coffret dont les plans d'usinage sont donnés **figure 6.** Le coffret, comme le capot, sera peint au recouvert de « Venilia ».

R. BOURGERON

Nomenclature

Résistances
R1 et R2 = 1 MΩ 1/2 W 10 %
R3 = 68 Ω 3 W 10 %
R4 à R 7 = 1000 Ω 1/2 W 10 %.

Condensateur
C1 condensateur ajustable 7 à 15 pF
C2 condensateur électrochimique 4700 µF 20 V
C3 = 270 pF
C4 = 470 µF 25 V

Semi-conducteurs
D1 à D 4 Diodes 1 N 4148
D5 à D6 Diodes 1 N 4004
Circuit intégré HBF 4011
Circuit intégré CD 4020
Circuit intégré TMS 3874 NL
T1 à T4 Transistor 2 N 2222
Afficheur TIL 370

Divers
Tro - Transformateur 220 V/12 V 0,250 A
Q = Quartz KVG - 6144 kHz. Type XS 1801
Commutateur 3 positions - 3 circuits
commutateur 3 positions - 1 circuit inverseur
boutons poussoirs
porte fusible
Rel 1 = relais 5 V (500 Ω) continu
Rel 2 = relais 12 V continu (ou alternatif)
BL = Buzzer 5 V.

l'électronique: un métier d'avenir

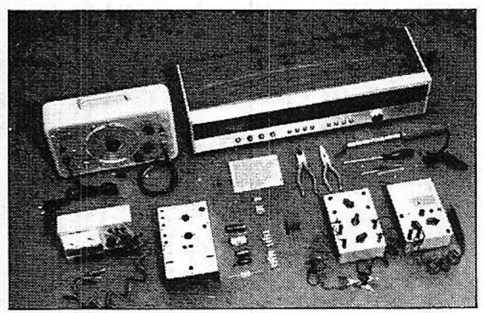
OFFRE SPECIALE ETE: -10%

jusqu'au 31/08/79.

Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou bien décider de réussir votre carrière.

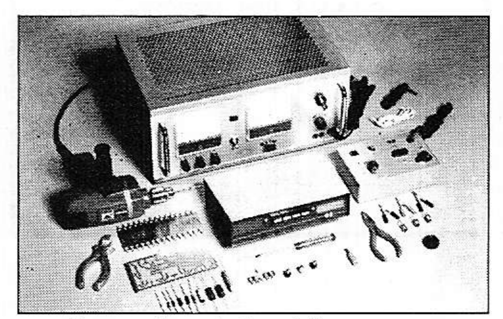
Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaule, du début à la fin de votre cours.

Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit de 5 jours, dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



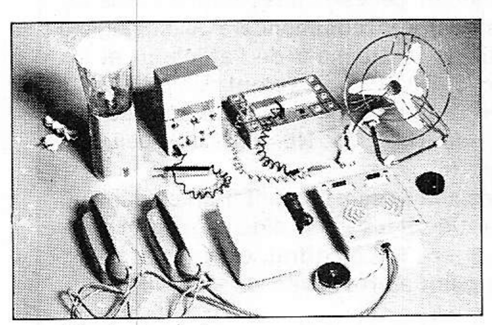
Electronique

Débouchés . radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electronique industrielle

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.



eurelec
institut privé d'enseignement à distance
21000 DIJON

CENTRES REGIONAUX

21000 DIJON (Siège social)
R. Fernand Holweck
Tél.: 66.51.34

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél : 45.10.04

75011 PARIS
116, rue J.-P. Timbaud
Tél.: 355.28.30/31

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie
Tél.: 54.38.07

INSTITUTS ASSOCIES

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 Bruxelles

TUNISIE
21 ter, rue C. de Gaulle
TUNIS

COTE-D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(Près école Oisillons)
B.P. 69 – ABIDJAN 07

HAITI
4, ruelle Carlstroem
PORT-AU-PRINCE

MAROC
6, avenue du 2 Mars
CASABLANCA

REUNION
134, rue Mal Leclerc
97400 ST-DENIS

SENEGAL
Point E – Rue 5
B.P. 5043 – DAKAR

bon d'examen gratuit

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21000 DIJON.

Je soussigné : Nom ______ Prénom ______

Domicilé Rue ______ N° ______

Ville ______ Code postal ______

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ ELECTRONIQUE FONDAMENTALE
- ☐ SPECIALISATION RADIO STEREO A TRANSISTORS
- ☐ INITIATION A L'ELECTRONIQUE
- ☐ ELECTROTECHNIQUE
- ☐ ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

▷ Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours a raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit

▷ Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.

Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part

DATE ET SIGNATURE : (Pour les enfants, signature des parents)

709 21 502

RSC FERTON, BILLÈRE.

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 965	Si	NPN	0,250	0,100	45 (Vcb)	200	110	150	T018	BC 204 VI	BC 177
2 SC 966	Si	NPN	0,500	0,200	20	70		120	R213	MPS 2713 K	MPS 2713 L
2 SC 967	Si	NPN	0,500	0,500	20	70		120	R213	2 N 2331	BSW 82
2 SC 968	Si	NPN	0,500	0,500	30	70		160	R213	BC 548	BC 548 B
2 SC 969	Si	NPN	0,500	0,200	50 (Vcb)	60	140	180	T018	BC 560	BC 550 C
2 SC 970	Si	NPN	0,500	0,500	50 (Vcb)	70	140	180	T018	2 N 5845	BFV 32
2 SC 971	Si	NPN	1	0,500	30	70	160		R214	BSX 48	MRF 404
2 SC 973	Si	NPN	7	0,500	40	1,2 GHz	5		T83	2 SC 911	2 SC 911 A
2 SC 973 A	Si	NPN	12	0,700	40	1,2 GHz	20	180	T83		2 N 5947
2 SC 974	Si	NPN	10	1	40	1,2 GHz	5		T83		SD 1120
2 SC 975	Si	NPN	20	2	40	1,2 GHz	5		T83		MSC 80069
2 SC 975 A	Si	NPN	20	1,5	40	1,2 GHz	20	180	T83		2 N 5595
2 SC 976	Si	NPN	5	0,400	35	1,3 GHz	10	180	T83	BFR 65	V 900 A
2 SC 977	Si	NPN	10	0,600	35	1,3 GHz	10	180	T83		2 N 5947
2 SC 978	Si	NPN	18	1,2	35	1,3 GHz	10	180	T83		2 N 6203
2 SC 979	Si	NPN	0,300	0,100	50	400		70	T018	2 N 915 A	BSW 42 A
2 SC 979 A	Si	NPN	0,300	0,100	70	250		140	T018	BC 174 A	BC 174 B
2 SC 980	Si	NPN	0,200	0,100	50	400		70	R67	2 N 915 A	2 N 4409
2 SC 980 A/G	Si	NPN	0,200	0,100	70	400	40		R67	BC 174 A	2 N 4410
2 SC 980 G	Si	NPN	0,200	0,100	50	250		240	R67	BC 407	BC 407 A
2 SC 982	Si	NPN	0,300	0,300	30	100			R204	BSY 75	BC 183 LC
2 SC 983	Si	NPN	0,600	0,150	150	120		80	X164	sans	sans
2 SC 984	Si	NPN	0,350	0,500	50	100	40	320	T01	2 N 2108	2 N 4014
2 SC 985	Si	NPN	0,200	0,040	15	3,2 GHz	30		X80	2 N 5761	V 911
2 SC 985 A	Si	NPN	0,300	0,040	15	3,7 GHz		80	X80	2 N 5761	BFT 65
2 SC 987	Si	NPN	0,150	0,030	15	4,5 GHz	30		X80	BFR 34 A	BFR 14 A
2 SC 987 A	Si	NPN	0,200	0,030	15	4,5 GHz	30		X80	BFR 34 A	BFR 14 A
2 SC 988	Si	NPN	0,150	0,030	15	3 GHz	30		T072	2 N 6595	2 N 6596
2 SC 988 A	Si	NPN	0,150	0,030	15	3,5 GHz	30		T072	2 N 6595	2 N 6596
2 SC 988 B	Si	NPN	0,150	0,030	15	3,5 GHz	30		T072	2 N 6595	2 N 6596
2 SC 989	Si	NPN	0,150	0,030	15	3 GHz	30		X79		BFR 90
2 SC 990	Si	NPN	24	2	25	300	15	200	T66	BLX 98	2 N 5919
2 SC 991	Si	NPN	0,600	0,400	36	500		30	T039	2 N 5769	BF 373

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 992	Si	NPN	0,600	0,600	36	500		30	T039	MPSH 34	2 N 5769
2 SC 993	Si	NPN	0,200	0,200	25 (Vcb)	400	60	100	T018	BSY 62	BC 408
2 SC 994	Si	NPN	0,600	0,100	15	500		70	T039	MPSH 17	2 N 5772
2 SC 995	Si	NPN	0,800	0,100	300	100		80	T039	BF 259*	BFR 89
2 SC 996	Si	NPN	1,2	0,100	300	100	80		T037	BF 259*	BF 258*
2 SC 997	Si	NPN	0,150	0,025	30	600		70	T072	BF 251	BFW 63
2 SC 998	Si	NPN	0,600	0,400	40	450		50	T039	MPSH 34	2 N 5769
2 SC 999	Si	NPN	50	1,5	700	1	30	120	T03	2 SCG 42 A	
2 SC 999 A	Si	NPN	50	2,5	650	4	15	60	T03	2 SC 643 A	
2 SC 1000	Si	NPN	0,200	0,100	50	80		300	R67	BC 207 B	BC 208
2 SC 1000 G	Si	NPN	0,200	0,100	50	80		700	R67	BC 182 K	BC 182 KA
2 SC 1001	Si	NPN	5	0,500	18	800	10	250	T039	BLY 61	2 N 5421
2 SC 1002	Si	NPN	10	1	18	700	10	250	T060	40281	2 N 3925
2 SC 1003	Si	NPN	20	2	18	600	20	250	T060	40282	2 N 5424
2 SC 1004	Si	NPN	50	0,500	700	2	30	160	T03	2 SC 642 A	
2 SC 1004 A	Si	NPN	50	0,500	800	2	30	160	T03	2 SC 642 A	
2 SC 1005	Si	NPN	50	5	600		5	12	T03	sans	
2 SC 1005 A	Si	NPN	50	5	600		5	12	T03	sans	
2 SC 1006	Si	NPN	0,300	0,030	40	50		600	T018	2 N 3246	BFY 76
2 SC 1007	Si	NPN	0,300	0,200	40	250		150	T018	BC 167 A	BC 167 B
2 SC 1008	Si	NPN	0,800	0,700	60	75		180	R216	BSY 88	2 N 2939
2 SC 1008 A	Si	NPN	0,800	0,700	80	70		140	R216	BFT 39	2 N 2940
2 SC 1009 F 1	Si	NPN	0,150	0,050	25	250	30		X156	BFS 19 (R)	BF 115
2 SC 1009 F 2	Si	NPN	0,150	0,050	25	250	40		X156	BFS 19 (R)	BF 115
2 SC 1009 F 3	Si	NPN	0,150	0,050	25	250	60		X156	BFS 19 (R)	BF 115
2 SC 1009 F 4	Si	NPN	0,150	0,050	25	250	90		X156	BFS 19 (R)	BF 115
2 SC 1009 F 5	Si	NPN	0,150	0,050	25	250	135		X156	BFS 19 (R)	BF 115
2 SC 1010	Si	NPN	0,300	0,030	40	50		550	T018	2 N 3246	BFY 76
2 SC 1011	Si	NPN	10	0,750	20	500	5		T013	2 N 5703	2 N 5688
2 SC 1012	Si	NPN	2,5	0,060	165	100	80		T039		2 SC 1904
2 SC 1012 A	Si	NPN	2,5	0,060	250	100	20		T039	MF 179 C	MF 179
2 SC 1013	Si	NPN	7	1,5	20	70	35	300	B15	HEPS 3023	2 SC 1368
2 SC 1014	Si	NPN	7	1,5	40	70	35	300	B15	BD 135	BD 226

MOTOROLA

* Toutes marques, sauf ITT et SIEMENS.

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain min.	Gain max.	Type de boîtier	Équivalences La plus approchée	Équivalences Approximative
2 SC 1015	Si	NPN	33	3	18	1 GHz	5		T78	2 N 5993	2 N 5996
2 SC 1016	Si	NPN	2	0,500	40 (Vcb)		40	60			2 N 5766
2 SC 1017	Si	NPN	4	1	35	200	10		B15		BC 429
2 SC 1018	Si	NPN	4	1	35	200	10		B15		BC 429
2 SC 1021	Si	NPN	60	6	40	500	5		T79	BLX 13	BLY 93 A
2 SC 1022	Si	NPN	60	6	40	500	5		T79	BLX 13	BLY 93 A
2 SC 1023	Si	NPN	0,150	0,025	20	200		40	R195	BF 200	BF 254
2 SC 1024	Si	NPN	25	3	50		70		TO66	2 SD 130	2 N 4232
2 SC 1025	Si	NPN	25	3	80		80		TO66	2 SD 102	PTC 112
2 SC 1026	Si	NPN	0,150	0,025	20	200		70	R195	BF 200	BF 254
2 SC 1030	Si	NPN	50	6	80	10	35	200	F6	2N 6131	2 N 5496
2 SC 1031	Si	NPN	30	2	300		30	300	TO66	40313	40318
2 SC 1032	Si	NPN	0,150	0,025	20	200		70	R195	BF 200	BF 254
2 SC 1033	Si	NPN	0,300	0,010	150	150	30		TO18	2 N 5400	BFT 57
2 SC 1033 A	Si	NPN	0,300	0,010	200	150	20		TO18	BC 420 A	BFX 90
2 SC 1034	Si	NPN	125	1	1 k (Vcb)	5	4	40	MD40	2 SC 1086	
2 SC 1035	Si	NPN	0,150	0,020	15	500		70	TO104	2 SC 927 ou	2 N 5180
2 SC 1036	Si	NPN	0,150	0,020	15	500		70	TO104	2 SC 928	2 N 5180
2 SC 1037	Si	NPN	50	4	60 (Vcb)		30	70	TO60	2 N 1069	2 N 1070
2 SC 1038	Si	NPN	3,7	0,150	20	2 GHz	15	200	T75	2 SC 1255	2 N 5644
2 SC 1039	Si	NPN	7,5	0,250	20	2 GHz	15	200	T75		2 SC 1043
2 SC 1040	Si	NPN	15	1,2	25	400	15	250	T59	2 SC 892	
2 SC 1041	Si	NPN	3,7	0,150	20	2 GHz	15	200	T75	2 SC 1255	2 N 5644
2 SC 1042	Si	NPN	7,5	0,250	20	2 GHz	15	200	T75		2 SC 1251
2 SC 1043	Si	NPN	6	0,300	25	1,8 GHz	20	200	T75	2 SC 1251	
2 SC 1044	Si	NPN	0,250	0,030	25	800		80	TO72	TIS 129	BFX 60
2 SC 1045	Si	NPN	25	1	550			200	TO3		BUX 87
2 SC 1046	Si	NPN	25	3	400			20	TO3		BUX 86
2 SC 1047	Si	NPN	0,150	0,020	20	675	40		TO92	BF 183	A 483
2 SC 1048	Si	NPN	0,600	0,050	200	120	30		TO39	2 N 6220	BF 179 B
2 SC 1050	Si	NPN	40	1	300	5	40	320	TO3		SK 3021
2 SC 1051	Si	NPN	60	7	100	8	40	320	TO3	2 N 5349	2 N 5480
2 SC 1052	Si	NPN	0,800	1	75 (Vcb)	BF	30	50	TO5	BCW 91 K	2 N 2193 B

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 1053	Si	NPN	0,700	0,800	75 (Vcb)	BF	30	70	TO5	2 N 2193 B	BCW 91 K
2 SC 1055	Si	NPN	25	7	80	BF	40	80	TO66	2 N 5427	40873
2 SC 1055 H	Si	NPN	25	7	80	BF	30	140	TO66	2 N 5428	40873
2 SC 1056	Si	NPN	0,475	0,100	260	150	20		TO5	2 N 6219	TRS 250
2 SC 1057	Si	NPN	12	1	50 (Vcb)			70	cruci-	MRF 5175	2 N 6080
2 SC 1058	Si	NPN	20	2	50 (Vcb)			70	forme	2 N 6207	D 20-288
2 SC 1059	Si	NPN	8	0,150	300	20	30	160	TO66	40424	40422
2 SC 1060	Si	NPN	25	3	50	8	35	320	B17	BDY 12-16	BD 177
2 SC 1061	Si	NPN	25	3	50	8	35	320	B17	BDY 12-16	BD 177
2 SC 1061 K	Si	NPN	25			6	35	320	TO220	BDY 12-16	BD 177
2 SC 1062	Si	NPN	0,700	0,100	200	35		60	TO39	MPSA 43	BF 355
2 SC 1063	Si	NPN	0,750	1	10 (Vcb)	30	30		TO5	2 N 2784/46	PN 5129
2 SC 1064	Si	NPN	0,800	1	60 (Vcb)		45		TO5	2 N 5188	2 N 3123
2 SC 1065	Si	NPN	0,800	1	90 (Vcb)	400	40		TO5		BC 211 A
2 SC 1066	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	800	100		TO18	2 N 5179	2 N 6389
2 SC 1068	Si	NPN	0,600	0,150	20			100	TO39	2 N 1950	2 N 3137
2 SC 1069	Si	NPN	0,800	1	80	400	20		TO39		ZT 93
2 SC 1070	Si	NPN	0,150	0,020	25	900	40		W102		SCA 3022
2 SC 1071	Si	NPN	0,300	0,200	17	BF		83	TO18	2 N 728	BSY 89
2 SC 1072	Si	NPN	0,800	0,700	45		35		R179	BFY 56	BC 340-6
2 SC 1072 A	Si	NPN	0,800	0,700	56		35		R179	BFY 56 A	BC 324
2 SC 1073	Si	NPN	2	1,5	18	1 GHz	20	70	T98		2 SC 1966
2 SC 1074	Si	NPN	10	2	18	700	15	50		MRF 818	2 SC 1120
2 SC 1075	Si	NPN	20	4	18	800	15	60		2 SC 1121	2 SC 1967
2 SC 1076	Si	NPN	30	6	18	800	15	50			2 S 1190
2 SC 1077	Si	NPN	50	5	65 (Vcb)	150	20	40	T83	2 SC 1077 A	
2 SC 1077 A	Si	NPN	60	4	35	150	10		T83	2 SC 1077	
2 SC 1078	Si	NPN	20	0,500	700	2	70		SOT9	2 SD 746	TRS 7006
2 SC 1079	Si	NPN	100	12	120	4	40	140	TO3	TIP 515	TIP 517
2 SC 1080	Si	NPN	100	12	100	4	40	140	TO3	2 SD 214	BD 545 C
2 SC 1081	Si	NPN	27	1,2	18	350	20		T59	2 N 6081	2 SC 703
2 SC 1082	Si	NPN	7	0,500	30	1 GHz	50		T129	2 SC 1355	2 SC 1561
2 SC 1083	Si	NPN	3	0,500	35	1,6 GHz	80		TO39		2 N 5943

La protection des montages contre les surtensions

La protection contre les surtensions est un problème qui n'a jamais été négligé par les constructeurs et fabricants de dispositifs électroniques.

De nombreux procédés ont été proposés et la plupart d'entre eux sont excellents.

Un nouveau moyen de protéger contre les surtensions les dispositifs électroniques fait appel aux diodes de suppression TAZ et aux diodes de Zener (Z).

On traitera d'abord de la comparaison entre les diodes TAZ et d'autres composants en précisant les avantages des premières.

On donnera ensuite des exemples d'application.

On traitera aussi des surtensions en général et on présentera, pour terminer, des diagrammes et des tableaux concernant les surtensions dans diverses applications de l'électricité et de l'électronique (autos, avions, télécommunications). Diverses méthodes de calcul seront indiquées : indications pour le calcul du courant de choc inverse maximum; le calcul de la charge impulsionnelle admissible en fonction de la durée d'impulsion; la surtension résultant de la coupure d'une bobine de self-induction.

La présente étude est basée sur un document SIEMENS fabricant des diodes TAZ et de diodes Zener.

On emploiera les abréviations TAZ et Z, dans la suite de cet exposé.

LES DIODES TAZ

Les diodes ainsi nommées sont spécialement destinées à la protection contre les surtensions. L'abréviation TAZ dérive de « TRANSIENT ABSORPTION ZENER DIODES », ce qui indique qu'il s'agit de diodes zener absorbant les signaux transitoires.

Ces diodes sont équivalentes à celles de GENERAL SEMICONDUCTOR, connues sous le nom de TRANSZORB.

Par rapport aux diodes de Zener (ou diodes zener) les TAZ présentent l'avantage d'admettre une charge impulsionnelle, ou un courant de choc, plus élevés. On obtient des temps de réponse de 1 picoseconde, qui peuvent être considérés comme extrêmement réduits.

Voici à la **figure 1** un exemple de caractèristique tension à courant U-I d'une diode TAZ du type 1N5630. Les coordonnées sont linéaires.

On peut constater la présence de portions verticales et horizontales de cette courbe.

En ordonnées, I en mA et en abscisses U, en volts.

La **figure 2** représente une caractéristique de claquage typique avec une échelle du courant I logarithmique.

Il s'agit de la diode 1N5630. Dans cette figure les courants d'essai et les valeurs limites correspondantes des tensions sont indiqués, on a :

U_R = tension de service maximum admissible

$U_{(BR)min}$ = valeur minimum de la tension de claquage.

$U_{(BR)max}$ = valeur maximum de la tension de claquage
(pour un courant d'essai I_t)

U_{Rmax} = Tension de claquage maximum pour le courant de choc inverse maximum admissible I_{choc}.

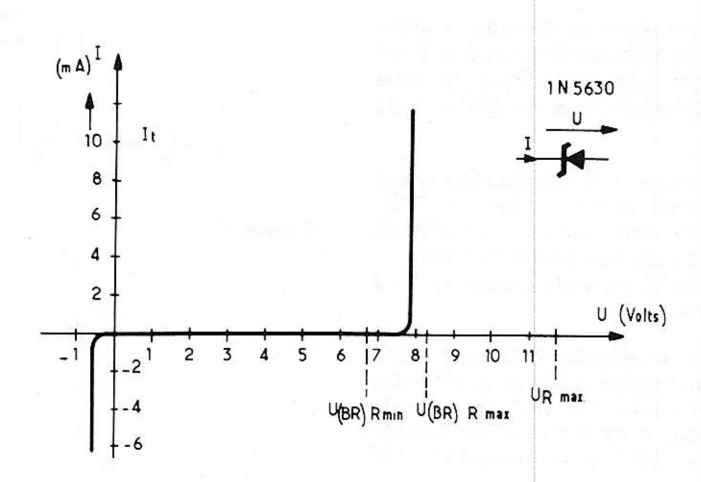


Figure 1

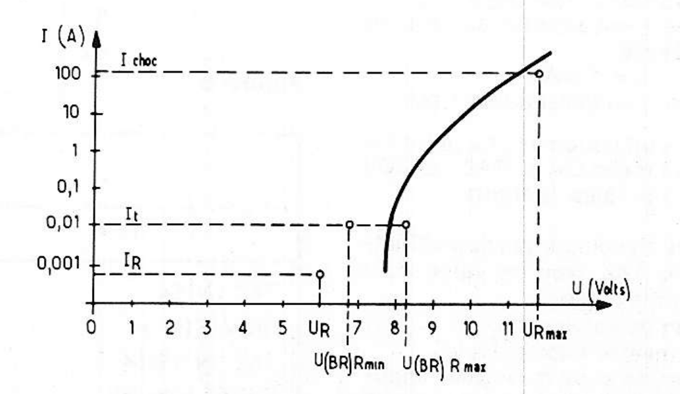


Figure 2

COMPARAISON DES TAZ A D'AUTRES COMPOSANTS DE PROTECTION

On sait que le fabricant de TAZ offre un choix complet de diodes de ce genre, des diodes zener, des varistances à oxyde métallique 510 V (Siemens metalloxyd variator) et des éclateurs sous atmosphère de gaz rare USAG.

Dans la plupart des applications, on peut considérer que les parafoudre à carbure de sélénium ou de silicium, sont dépassés. Cela est dû à la trop faible raideur de leurs caractéristiques de limitation. Ces dispositifs absorbent une puissance notable sous la tension normale de service et limitent moins bien une surtension. Voici à la **figure 3** l'illustration des effets de limitation d'une onde de choc à front raide pour les dispositifs TAZ USAG et SIOV.

On peut constater les particularités suivantes :

USAG : le temps de réponse fini est sensible dans le cas d'un front raide (> 500 V/µs). La surtension peut croître jusqu'à une valeur relativement élevée avant l'amorçage du circuit gazeux, qui abaisse la tension à la tension d'arc (« tension résiduelle ») d'environ 20 V.

SIOV : le retard à la réponse est nettement inférieur à celui d'un USAG. La tension est limitée à une valeur pratiquement constante.

TAZ : temps de réponse minimum. Meilleure limitation de la surtension à une valeur constante (caractèristique la plus raide parmi celles de tous les limiteurs de surtension).

Voici à la **figure 4** la comparaison des plages de niveau de protection des TAZ, SIOV et USAG. Les valeurs normalisées sont indiquées par des petits cercles.

En abscisses U_s en volts depuis — 10 V jusqu'à + 10 V.

A la **figure 5** on effectue la comparaison des plages de température de service des TAZ, SIOV et USAG. La TAZ est la seule utilisable à des températures de service supérieures à 130° C et inférieures à - 55° C.

A la **figure 6** on représente les courbes les plus défavorables (tolérance ±).

La tolérance + est adoptée au-dessous du courant d'essai

$I_t = 1$ mA

et la tolérance -, en dessous de 1 mA.

Ensuite il y a un coude à I_t. Au point I_t la caractéristique réelle U-I de TAZ ou SIOV est continue, voir aussi la **figure 1.**

Au **tableau I** on compare la caractéristique U - I de la TAZ avec les varistances SIOV. Les grandeurs sont :

U_R : Tension de service max.

I_R Courant inverse max. sous U_R

I_{choc} Courant de choc max. pour impulsion exponentielle de 1 ms (moins de 100 charges pour SIOV).

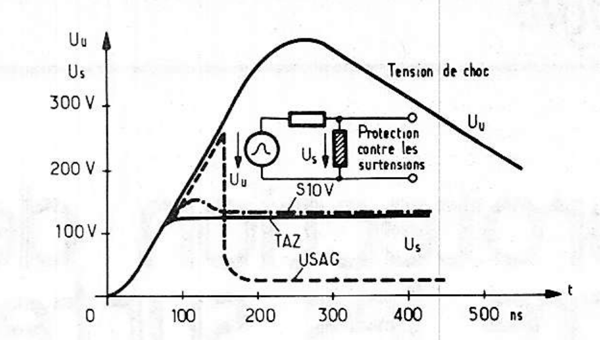


Figure 3

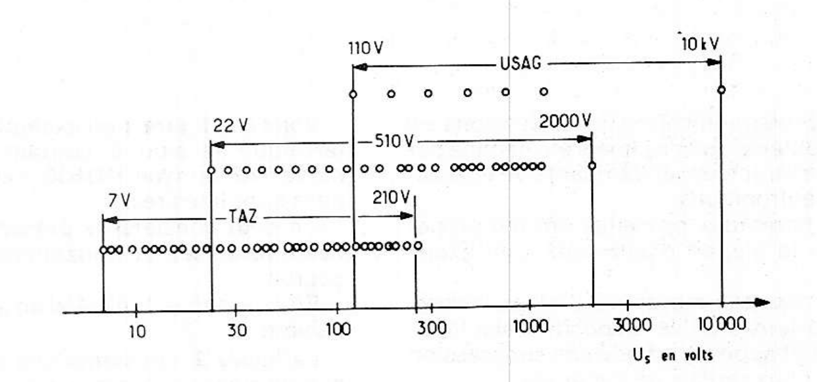


Figure 4

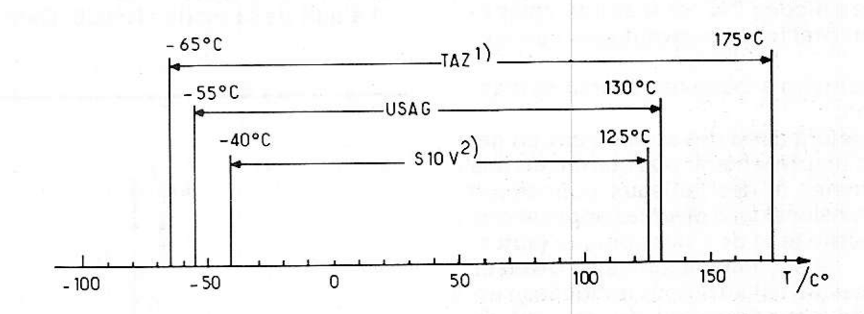


Figure 5

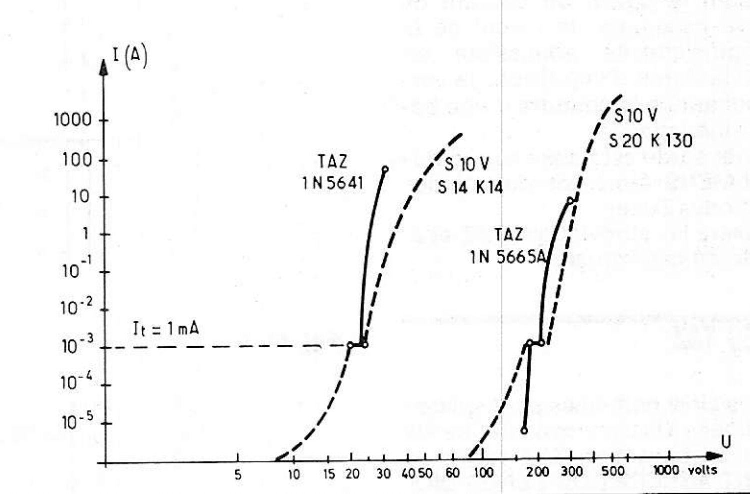


Figure 6

Type	UR	IR	I_{Choc}
TAZ 1N5641	17,8 V	< µA	47 A
SIOV-S14K14	18 V	<1 mA	12 A
TAZ 1N 56654	171 V	<5 µA	5,2 A
SIOV-S20K130	170 V	<1 mA	50 A

En somme les avantages de la TAZ sont les suivants :
(a) temps de réponse extrêmement court (1 ps)
(b) caractéristique de limitation très raide, c'est-à-dire très bon « facteur de calage » (facteur de calage = tension de service/ tension en cas de surtension).
(c) protection contre les surtensions assurée même sous de faibles tensions de service (Us > 5 V), c'est-à-dire convenant particulièrement bien pour des circuits intégrés à semiconducteurs, tels que TTL ou MOS
(d) échelonnement serré des tensions de service (cf. **figure 3**) et faibles tolérances des tensions de claquage (5 %, 10 %)
(e) très grande plage de température de service (- 65...+ 175° C, cf. **figure 5**)
(f) charge par courant de choc admissible relativement élevée et bonne charge impulsionnelle admissible par rapport à celles de diodes Z normales
(g) absence pratique d'influence sur les paramètres du circuit protégé par diodes TAZ, car la diode TAZ présente un faible courant inverse, généralement négligeable (5 µA max. contre 1 mA pour la SIOV) et une capacité relativement faible.

Il faut toutefois signaler les inconvénients de la TAZ :
(A) charge par courant de choc admissible relativement faible par rapport à celles des USAG et SIOV
(B) moins bon rapport prix-courant admissible
(E) uniquement pour tensions de service inférieures à 200 V
(D) Caractèristique U-I non symétrique (inconvénient uniquement pour les applications en tension alternative).

COMMENT CHOISIR LA TAZ APPROPRIEE

Avant de passer à la deuxième partie de cette étude nous allons indiquer ci-après le mode de sélection de la diode TAZ convenant le mieux dans chaque application.

On procédera dans l'ordre suivant :
1°) Définition de la surtension transitoire produite :
— Tension maximum
— Durée
— Fréquence
— Forme d'onde
— Résistance interne.

2°) Détermination de la tension de service maximum, à partir de la somme de la tension de service et de la tension alternative superposée y compris les tolérances maxima.

3°) Sélection des diodes TAZ présentant une tension inverse de pointe de service U_{Rmax} appropriée.

Dans le cas d'une grande plage de température, tenir compte du CT de U_{Rmax} qui est de + 0,1 %/°C environ.
4°) Détermination du courant impulsionnel de pointe (courant de choc inverse I_{choc}).

5°) Détermination de la puissance impulsionnelle max. $P_{max} = I_{choc}.\ U_{Rmax}$. Comparaison de P_{max} au diagramme de la fiche technique représentant la charge impulsionnelle admissible en fonction de la durée d'impulsion. Estimation de la durée d'impulsion. Dans le cas d'un échauffement de la diode TAZ par des surtensions très fréquentes ou à une température ambiante supérieure à 25° C, tenir compte d'une réduction thermique de la puissance.

6°) Détermination de la tension de calage max. pour le courant impulsionnel de pointe et la température ambiante max. (Un « facteur de calage ». de 1,33 peut être normalement prévu. Lorsque cette valeur est trop élevée, le couplage en parallèle de diodes TAZ choisies permet de la réduire à 1,2).

Nous allons passer maintenant à des considérations plus pratiques concernant la protection contre les surtensions.

APPLICATIONS

Domaines d'emploi

Les TAZ trouvent des applications principalement dans les domaines suivants de l'électronique :
(a) avionique (électronique sur avions)
(b) alimentations à découpage
(c) alimentations en général.

Avionique

Voici à la **figure 7** le montage très simple de protection d'une avionique alimentée sous 28 V continu. On y trouve la sortie de la source d'alimentation, un interrupteur, la diode TAZ du type AN5647 montée avec la cathode du côté de la ligne positive et le symbole de l'électronique de bord avec ses entrées + et -.

Cette électronique est sensible aux surtensions et doit être protégée mais le montage proposé peut être utilisé dans d'autres applications où les dispositifs électroniques alimentés sous 28 V continu n'admettent pas des surtensions.

Alimentation en continu

Le schéma de la **figure 8** montre un redresseur en pont alimenté directement par une tension alternative sinusoïdale du secteur 220 V. Les diodes 1N5665 A sont montées tête-bêche entre les sorties + et - du pont.

La charge est donc à ces bornes.

Passons au montage de la **figure 9** dans lequel le secteur est isolé du redresseur par un transformateur d'alimentation. Le primaire est adapté ou adaptable à la tension du secteur tandis que le secondaire donne 120 V et attaque le pont à ses bornes « alternatif ».

Dans ce montage les deux TAZ sont montées en opposition, aux bornes du secondaire, avec les anodes vers les extrémités du secondaire et les cathodes réunies.

La tension de 120 V efficaces est le maximum admissible sur ce montage, dans le circuit secondaire, et correspond au maximum de tension au primaire.

A la **figure 10** les TAZ protégent les redresseurs contre des tensions inverses élevées. Dans ce montage on utilise un transformateur d'alimentation qui donne au secondaire 220 + 220 V efficaces maximum.

Le système de redressement est bianode, les cathodes réunies toutes orientées vers l'extérieur et constituant le + de l'alimentation. Le - est le point médian du secondaire de 440 V. Les diodes TAZ sont montées, par deux en série, aux bornes des diodes redresseurs.

Toutes les diodes, TAZ et redresseurs, sont orientées avec les cathodes vers la sortie du redresseur.

Alimentation à découpage

Dans le montage de la **figure 11**, donnée à titre d'exemple général, on apporte une protection particulière aux diodes de Schottki, Ds, utilisées comme redresseuses dans un système symétrique bianodique. Le montage de la **figure 12** montre comment on pourra protéger des transistors de commutation contre des surtensions auto-induites, à forte vitesse de croissance et protection particulière de la logique de commande.

Nous n'avons pas de renseignements plus précis sur ces deux montages.

DISPOSITIFS DE PROTECTION DES LIGNES ANTIPARASITES

Voici à la **figure 13** un montage de limitation des tensions parasites produites par un **moteur à courant continu,** utilisant une diode TAZ disposée en parallèle par le moteur, avec la cathode au + et l'anode au -. La TAZ est une 1N5645.

La tension continue alimentant le moteur est de 24 V. En ce qui concerne la **protection des lignes,** nous donnons à la **figure 14** le montage le plus simple concevable, la diode TAZ étant connectée tout simplement entre le + et le - de la ligne, avec l'anode au - et la cathode au +. Elle absorbe le signal HF.

La ligne de signal peut être protégée comme il est montré à la **figure 15.** Le signal est à polarité variable et les deux diodes D_1 sont des diodes rapides de faible capacité.

Remarquons que chaque diode D_1 est en série avec une TAZ les deux groupes série étant mis en parallèle.

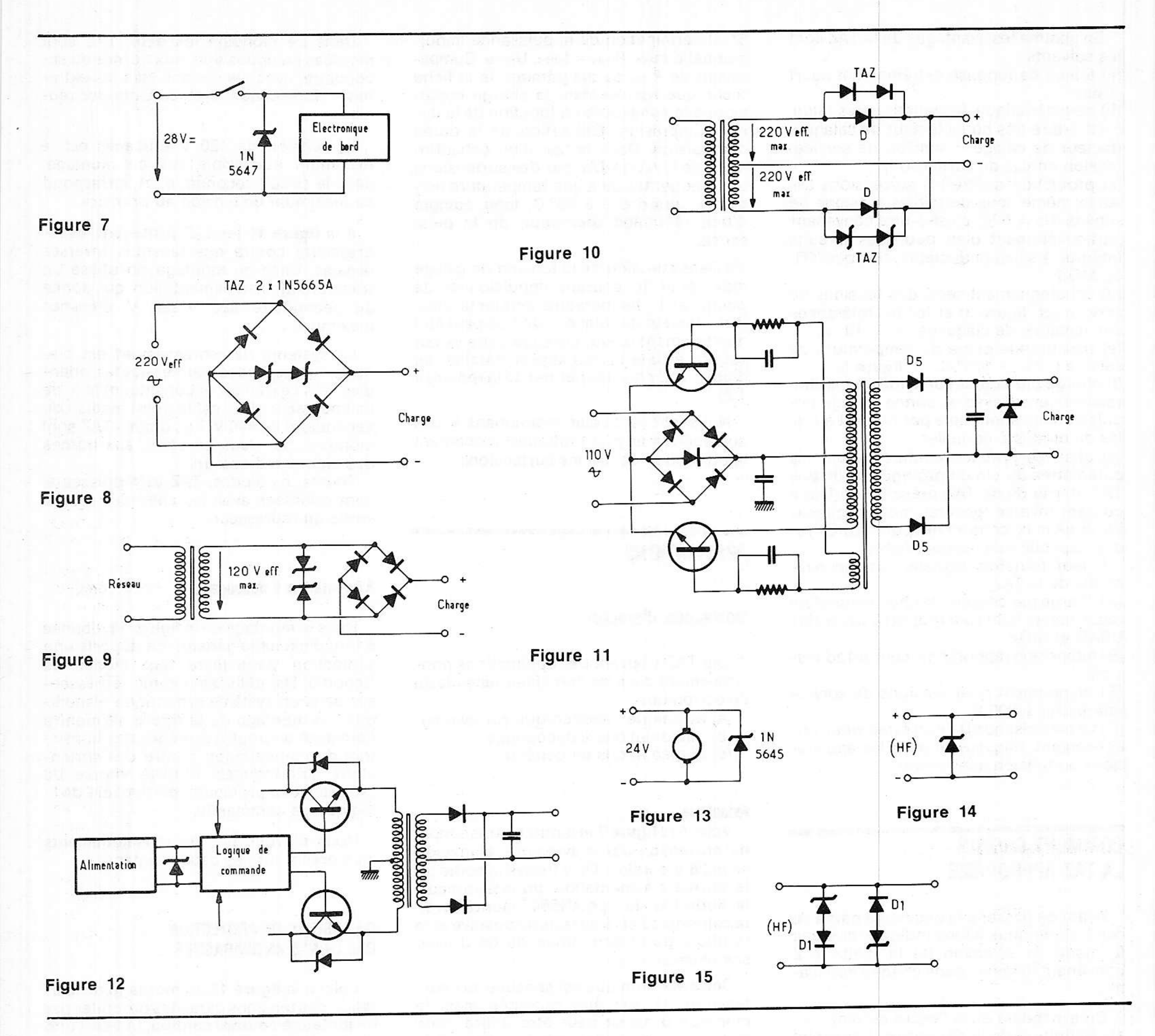


Figure 7

Figure 8

Figure 9

Figure 10

Figure 11

Figure 12

Figure 13

Figure 14

Figure 15

PROTECTION DES BOBINES DE SELF-INDUCTION

Les diodes TAZ se montrent remarquables pour la limitation des surtensions aux bornes des bobines ; voici à la **figure 16 (a)** un moyen de protéger la bobine à l'aide d'une diode conventionnelle. Ce montage donné, à titre indicatif, présente des avantages :

— absence de retard à l'enclenchement,
— très faible tension de coupure,
— absence de pertes permanentes,
— prix intéressant.

L'inconvénient de ce montage est le fort retard au déclenchement lorsqu'il s'agit d'une bobine de relais.

La bobine de relais est en série avec un transistor de commutation et se trouve dans le circuit de collecteur, la commande se faisant par la base. L'émetteur est au - du montage et l'extrémité opposée à celle reliée au collecteur est le + de la tension continu alimentant le tout.

La diode est aux bornes de la bobine, montée en sens inverse, la cathode au +.

Voici maintenant la **figure 16b** un montage d'équipement de protection utilisant une diode normale et une diode zener. Avec ce dispositif de faibles retards au déclenchement sont possibles.

Deux variantes sont indiquées sur cette figure. Dans la première (B1) la diode normale est en série avec la diode Z (zener), le tout en parallèle sur la bobine. Commande utilisant un transistor de commutation.

Dans la variante (B2), la zener est en parallèle sur le transistor.

Avantages des montages (B) :

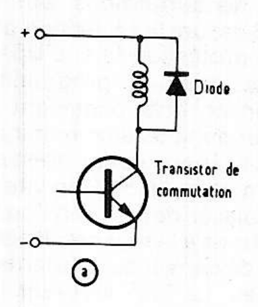
— absence de retard à l'enclenchement,
— faible retard au déclenchement,
— faible tension de coupure,
— volume réduit,
— absence de pertes permanentes.

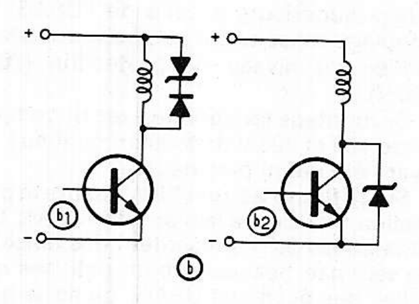
A la **figure 16c** on représente un montage où la bobine est shuntée par une SIOV, la commande s'effectuant comme précédemment à l'aide d'un transistor.

Ce montage possède les mêmes avantages que les montages (b) mais il y a l'inconvénient de présenter de faibles pertes permanentes dans la SIOV.

Le prix de revient est, toutefois, intéressant pour les fortes puissances.

La dissipation permanente est beaucoup plus forte qu'avec des TAZ.





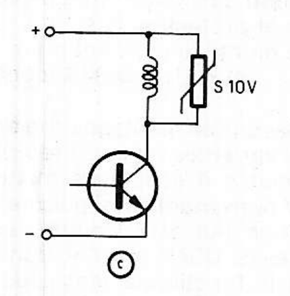


Figure 16

RELAIS A COURANT ALTERNATIF

Lorsque le courant est alternatif, les surtensions inductives peuvent être limitées à l'aide des montages de la **figure 17**. La figure (a) montre un montage à triac en série avec un relais, ce dernier en parallèle sur deux diodes en série des TAZ ou des diodes zener, à anodes opposées et cathodes réunies. U_N est la tension alternative d'alimentation.

Les avantages sont l'encombrement réduit et l'augmentation négligeable du retard au relâchement.

Ce montage ne fonctionne avantageusement que si $U_N < 100$ V et si les appareils sont de faible puissance.

A la figure (b) on a remplacé la zener par une SIOV, disposée en parallèle sur le relais.

Avantages du montage (a) mais les inconvénients suivants : faibles pertes permanentes dans la SIOV pour appareils de faible puissance.

Ce dispositif possède l'avantage de limiter une surtension légèrement supérieure aux bornes de la bobine et convient aussi pour des tensions nominales supérieures.

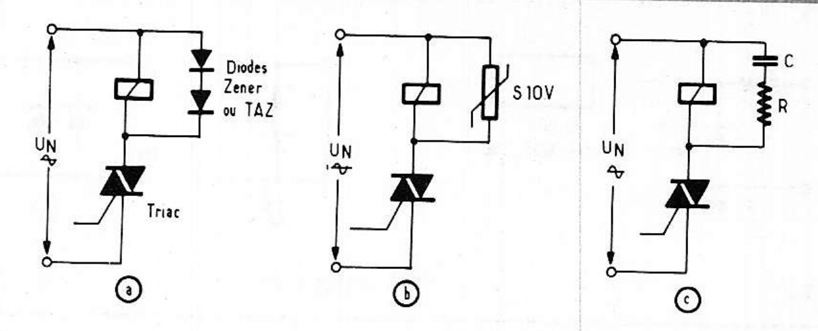


Figure 17

Le montage (c) ressemble aux précédents mais la bobine de relais est shuntée par une capacité (c) en série avec une résistance R.

Avantages : pas d'augmentation du retard au déclenchement; compensation du courant réactif pour toutes les classes de puissance.

Par contre, il y a l'inconvénient d'un extra-courant d'enclenchement par le condensateur C.

Ce montage, à circuit protecteur RC assure la protection d'appareils de très grande puissance.

PROTECTION DES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS INDIVIDUELS

Traitons d'abord de la protection des transistors.

A la **figure 18a** le transistor est protégé par une diode zener ou une diode TAZ montée entre base et collecteur. En (b), la diode TAZ est montée entre émetteur et collecteur. Dans les deux montages la diode a l'anode du côté négatif, les transistors étant des NPN.

Ces deux montages assurent la protection des transistors contre des tensions de service trop élevées.

La zener est de faible puissance.

A la **figure 19** on montre l'emploi des SIOV. En (a) la SIOV est disposée entre la base et le collecteur tandis qu'en (b) de la même figure, la diode est disposée entre émetteur et collecteur.

Avec le montage de la **figure 20** on assure la protection des entrées sensibles de circuits intégrés, contre les surtensions et les pointes de tension parasite trop larges.

Pour augmenter la charge impulsionnelle on propose les montages en série ou en parallèle de la **figure 21.** Lorsque la charge impulsionnelle, où le courant de choc admissible est dépassé dans une application donnée, le montage des deux TAZ identiques, en série, a pour effet que chacun reçoit une tension moitié ce qui permet de doubler les valeurs de ces charges (a).

En (b) les TAZ sont en parallèle.

La tension de claquage des diodes montées en parallèle doit présenter un écart inférieur à 100 mV dans le montage (b).

Indiquons aussi qu'en (a), couplage série si $U_s > 14$ V, il n'y a pas de problème pour les diodes à même charge admissible. U_s est le niveau de protection, en volts.

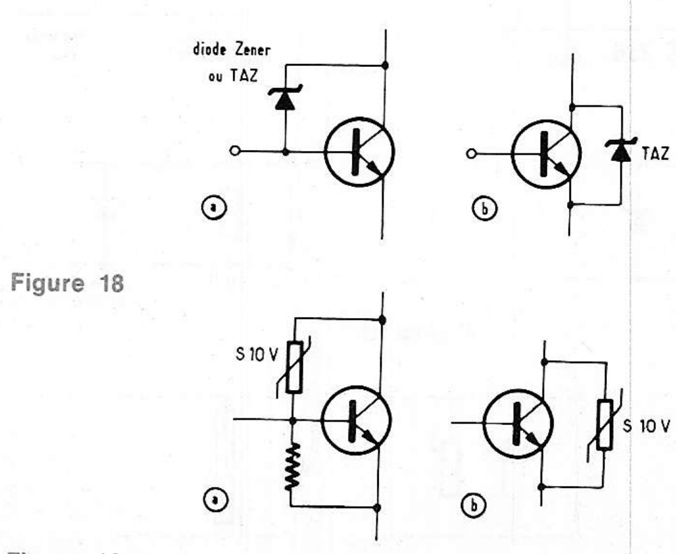


Figure 18

Figure 19

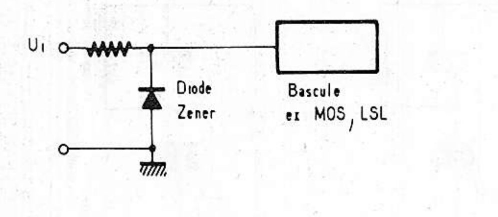


Figure 20

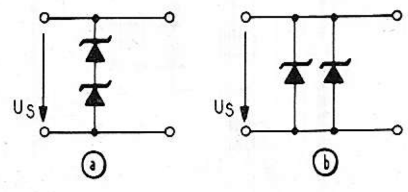


Figure 21

S'il s'agit du montage (b), couplage en parallèle, la condition

$$7\ V < U_s < 210\ V$$

doit être satisfaite pour les diodes TAZ dont les tensions de claquage diffèrent de moins de 100 mV.

Couplage mixte de taz et Z avec d'autres composants

Les **figures 22 et 23** représentent une protection contre les surtensions avec « comportement de court-circuit ». Ces circuits se comportent après la réponse comme un éclateur USAG et constituent alors pratiquement un court-circuit. Le principal avantage par rapport à l'USAG est la possiblité de réglage précis de la tension de réponse. Un thyristor est utilisable pour le court-circuitage de puissances supérieures (**figure 23**). Le transistor et le thyristor (« retard à l'amorçage .) présentent un certain retard à la réponse. Le couplage d'une diode TAZ ou Z appropriée en parallèle avec le « dispositif de court-circuit » proprement dit constitue une « protection fine » permettant de supprimer les surtensions résultantes.

En considérant la **figure 22** on peut voir, que la tension U_N d'entrée continue est de 12 V. La diode en parallèle sur l'entrée est une BZX83C15 tandis qu'une autre diode du même type, en série avec une résistance de 330 Ω est montée dans le circuit de polarisation de la base du NPN, T, à émetteur au négatif de l'alimentation.

Le transistor est shunté par un condensateur de 22 µF, une résistance de 100 Ω est montée dans la ligne positive entre la diode et le collecteur.

On notera que T est du type BC 338.

Dans le cas de la **figure 23** on assure le même genre de protection à un thyristor T_1.

Ce montage convient pour les courants de courts-circuits intenses. Grâce à C on limite la réponse en fréquence, ce qui a pour effet que les impulsions parasites de haute fréquence et faible énergie, ne produisent pas de court-circuit.

La diode zener D_1 assure la protection « grossière » tandis que la diode zener D_2 ou la TAZ, assure la protection « fine ».

Une subdivision en « protection fine » et « protection grossière » est fréquente aussi dans les couplages mixtes de diodes TAZ et d'autres composants de protection contre les surtensions. Sur la **figure 24,** l'USAG assure la protection grossière et la TAZ la protection fine. L'USAG n'est disponible dans le programme standard qu'avec un échelonnement relativement grossier de la tension nominale et sa tension de réponse peut présenter une dispersion de ± 15 %. Une vitesse de croissance élevée de la surtension se traduit par des retards à la réponse. Il est par contre à même de dériver des courants de choc très intenses. La TAZ assurant la protection fine limite très rapidement la tension et présente une tension de réponse précise. La TAZ doit présenter une tension de claquage supérieure à celle de l'USAG. Le couplage ne convient que pour une plage limitée du niveau de protection (70 à 220 V).

Ce montage fonctionne avec U_s compris entre 120 et 220 V de tension continue, U_s ayant été défini plus haut.

Sur la **figure 25,** une SIOV assure la protection grossière à la place de l'USAG. Les varistances SIOV présentent des tensions de réponse beaucoup plus précises que celles des éclateurs USAG, de sorte qu'il est possible de mieux prédéterminer la répartition de charge entre protection grossière et protection fine.

Ce montage convient pour,

$$30 < U_s < 2000\ V \text{ continu.}$$

Passons au montage de la **figure 26.** Les deux variantes (a) et (b) représentent des dispositifs à couplages mixtes USAG et SIOV convenant aussi pour le fonctionnement en alternatif. On note les couplages mixtes de USAG et SIOV, convenant aussi pour le fonctionnement sous tension alternative. Les avantages de l'USAG et de la SIOV sont bien combinés dans le cas de la **figure 26b.** La SIOV interdit un effondrement de la tension aux bornes de la protection en cas de surtension et garantit une extinction sûre. Les avantages de l'USAG apparaissent toutefois en fonctionnement normal (capacité très faible, résistance très élevée).

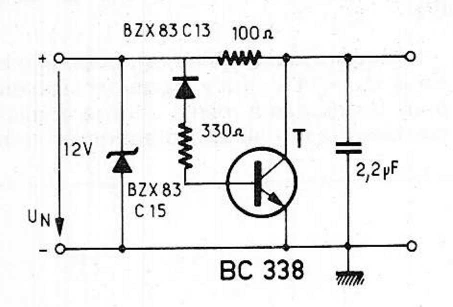


Figure 22

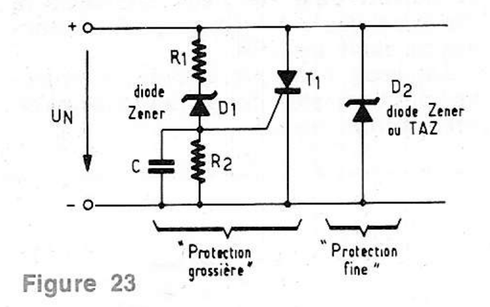


Figure 23

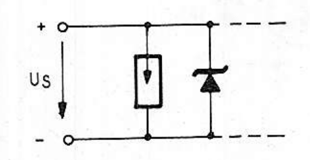


Figure 24

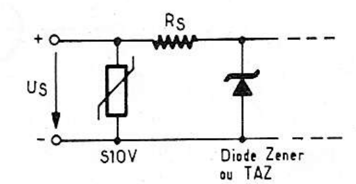


Figure 25

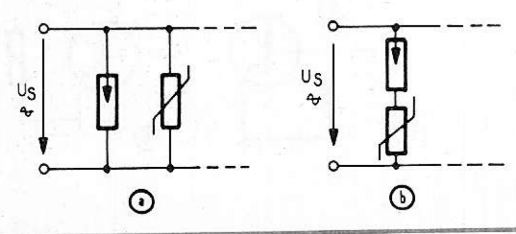


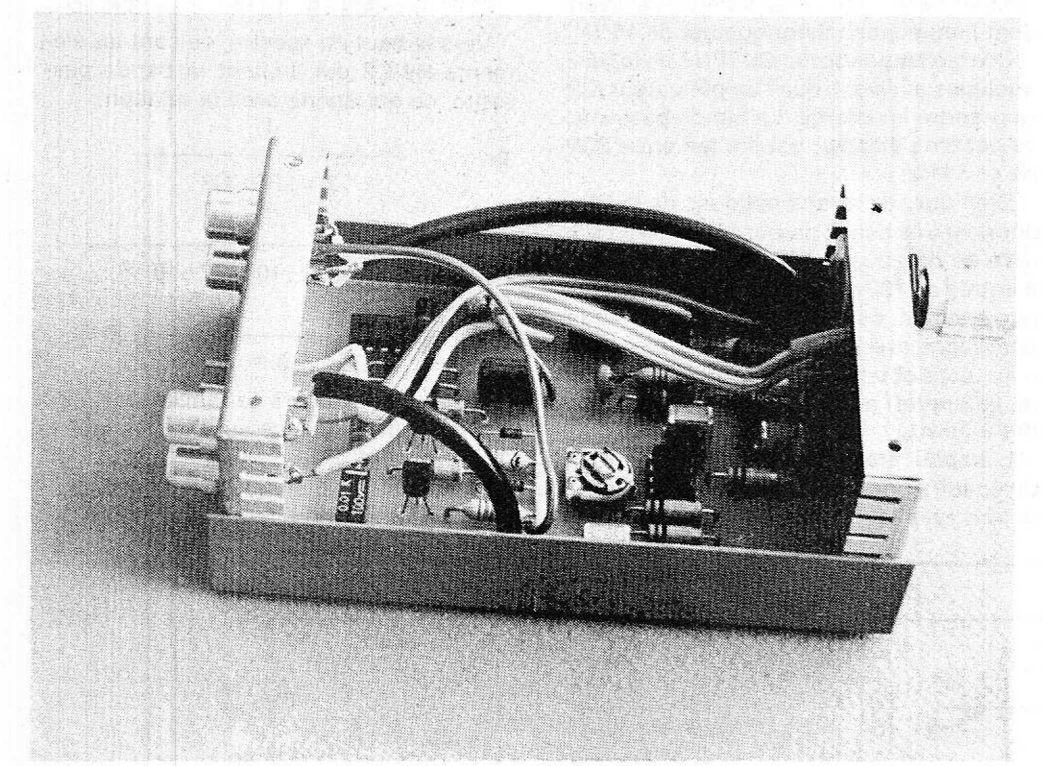
Figure 26

LES SURTENSIONS

Des surtensions peuvent prendre naissance dans un appareil ou une installation, ou leur être transmises de l'extérieur. Des surtensions internes sont fréquemment produites par la commutation d'inductances. De telles surtensions peuvent généralement être prévues dans une large mesure et calculées. Il n'en est par contre souvent pas ainsi des surtensions extérieures. Afin d'obtenir dans ce cas aussi une base pour le dimensionnement de la protection contre les surtensions, des études statistiques ont été entreprises dans les divers domaines d'emploi et portent sur les facteurs suivants : fréquence, amplitude, durée, énergie et forme d'onde de la surtension.

F. JUSTER

La réverbération est un effet acoustique qui se manifeste dans les grandes salles : (églises, cathédrales), sous les ponts... Cet effet est dû à la réflexion des ondes contre les parois. La réverbération naturelle peut être imitée électroniquement en utilisant une ligne à retard. Cette ligne à retard ou « unité de réverbération » se compose de deux bobinages, l'un ayant une impédance assez basse de l'ordre de 10 ohms qui est l'entrée de l'unité et l'autre une impédance beaucoup plus élevée de l'ordre de 10 kΩ qui est donc la sortie de l'unité. Ces deux bobinages sont reliés entre eux par un ou plusieurs ressorts qui vont créer l'effet de réverbération, en véhiculant la modulation, et en lui faisant effectuer plusieurs aller-retour. On obtient ainsi un mouvement oscillant du signal.



Chambre de réverbération avec ressort RE4

I) PRINCIPE DE LA REVERBERATION ELECTRONIQUE

Le synoptique de la **figure 1** permet de saisir le fonctionnement de ce montage. Le signal est tout d'abord divisé dès l'entrée du circuit, on garde ce signal intact, c'est le signal direct. Celui-ci ne sera traité qu'au niveau du mélangeur. Ce même signal d'entrée traverse d'autre part un adaptateur d'impédance afin de pouvoir charger l'entrée de l'unité de réverbération qui est en basse impédance rappelons-le ($Z \cong 10 \Omega$). Il est récupéré aux bornes d'un bobinage ayant une impédance élevée, mais il est fortement atténué. Il traverse donc un étage d'amplification en tension. L'expérience montrant que l'effet de réverbération n'est exploitable que dans une bande de fréquence réduite, l'amplificateur en tension sélectionne en même temps la fréquence du signal. Le signal réverbéré est enfin mélangé au signal direct avant de se retrouver à la sortie.

Nous avons sélectionné, pour cette étude, l'unité de réverbération RE4 pour son rapport qualité/prix. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

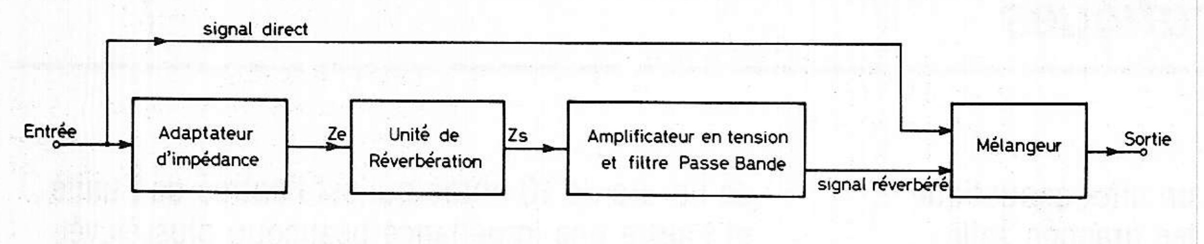


Figure 1

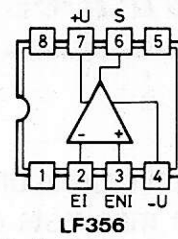


Figure 2

— Entrée : 350 mW
— Impédance d'entrée : 16 Ω
— Impédance de sortie : 10 kΩ
— Bande passante : 100 Hz /3 000 Hz
— Retard : 25 /30 ms

Pour l'électronique, nous avons basé notre étude sur l'emploi d'amplis opérationnels LF356.

Le LF356 est encapsulé dans un boîtier Dual in Line 8 broches comme l'indique la **figure 2** ; il s'agit d'un ampli opérationnel J. FET.

II) LE SCHEMA

Le schéma proposé à la **figure 3** permet de retrouver les trois étages dont nous venons de parler précédemment :

— Adaptateur d'impédance 100 kΩ/16 Ω et amplificateur en courant (IC1)

— Amplificateur en tension avec contre réaction sélective (IC2)

— Mélangeur : signal direct + signal réverbéré (IC3)

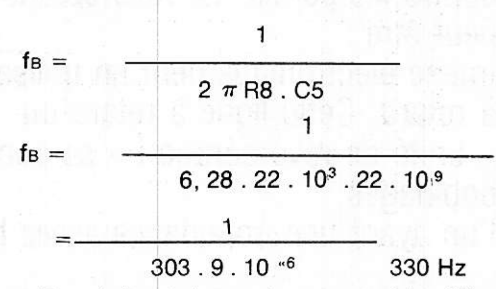
La sensibilité d'entrée du montage est de 100 mVeff, c'est le sensibilité des entrées « Haut niveau » que l'on trouve sur la majorité des Amplificateurs HI-FI.

Le signal est appliqué à l'entrée inverseuse de IC1 dont l'impédance d'entrée est portée à 100 kΩ par R1. Le gain en tension est unitaire, on applique donc 100 mVeff à l'entrée INPUT de l'unité de réverbération dont l'impédance théorique est de 16 Ω.

On retrouve en sortie OUTPUT de la RE4 quelques millivolts que l'amplificateur IC2 va prendre en charge. La bande passante de cet amplificateur est limitée entre 300 Hz et 3 kHz.

Bien que les caractèristiques de la RE4 donnent une bande passante de 100 Hz à 3 KHz, au dessous de 250 Hz pour un signal d'entrée de 100 mVeff, l'amplificateur a du mal à suivre, ce qui n'est pas le cas en le chargeant avec une résistance pure. On peut alors obtenir une sensibilité d'entrée de 265 mVeff avant saturation et descendre à 50 Hz.

L'amplificateur IC2 est limité dans le bas du spectre par les éléments R8-C5, ce qui donne avec la relation :



$$f_B = \frac{1}{2\pi R8 . C5}$$

$$f_B = \frac{1}{6,28 . 22 . 10^3 . 22 . 10^{-9}}$$

$$= \frac{1}{303 . 9 . 10^{-6}} \quad 330 \text{ Hz}$$

Vers le haut du spectre, ce sont les éléments R9-C2 qui limitent la bande passante, ce qui donne avec la relation :

$$f_H = \frac{1}{2\pi . R9 . C2}$$

$$f_H = \frac{1}{6,28 . 2,2 . 10^6 . 22 . 10^{-12}}$$

$$= \frac{1}{303,9 . 10^{-6}} \text{ — } 3290 \text{ Hz}$$

Le signal reverbéré se retrouve amplifié et limité en fréquence aux bornes de P1-100 kΩ.

La réponse en fréquence de l'amplificateur IC2 est représentée à la **figure 4.**

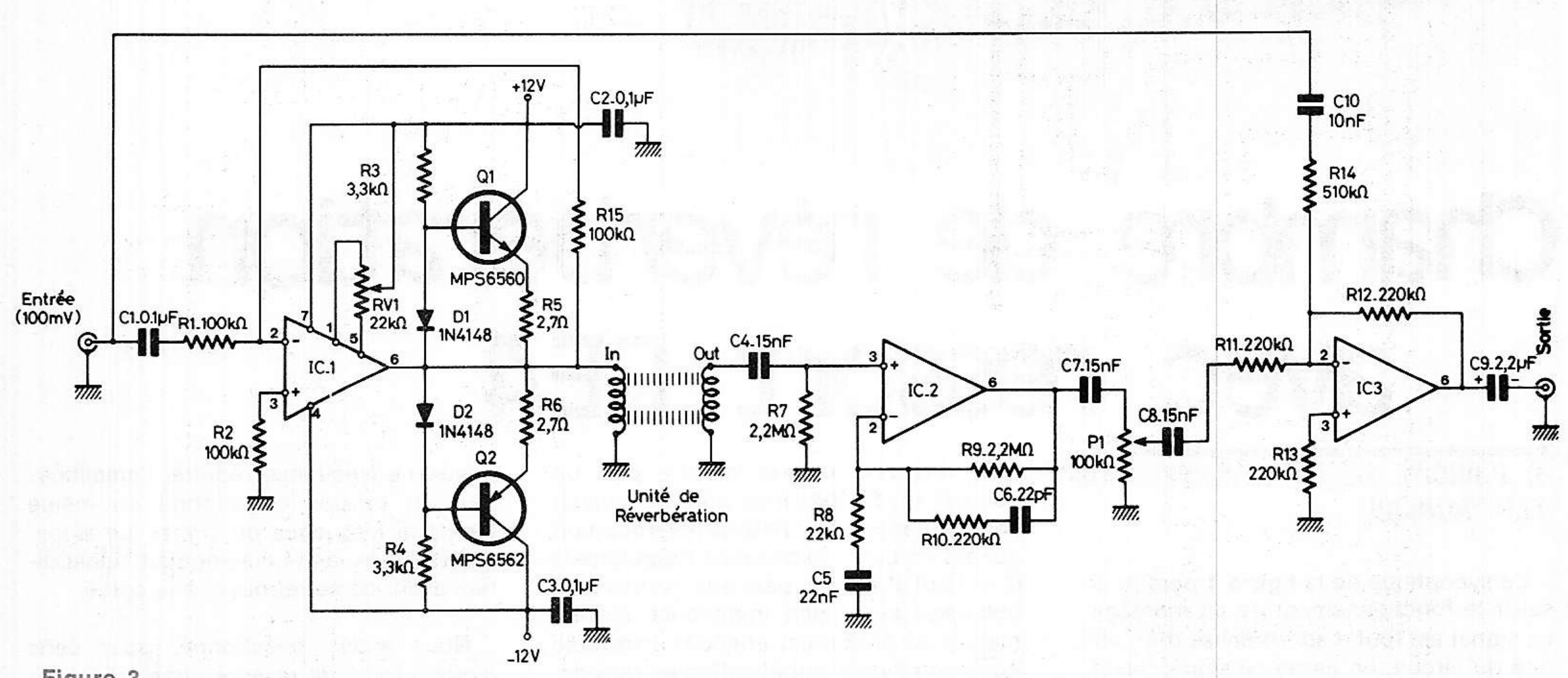


Figure 3

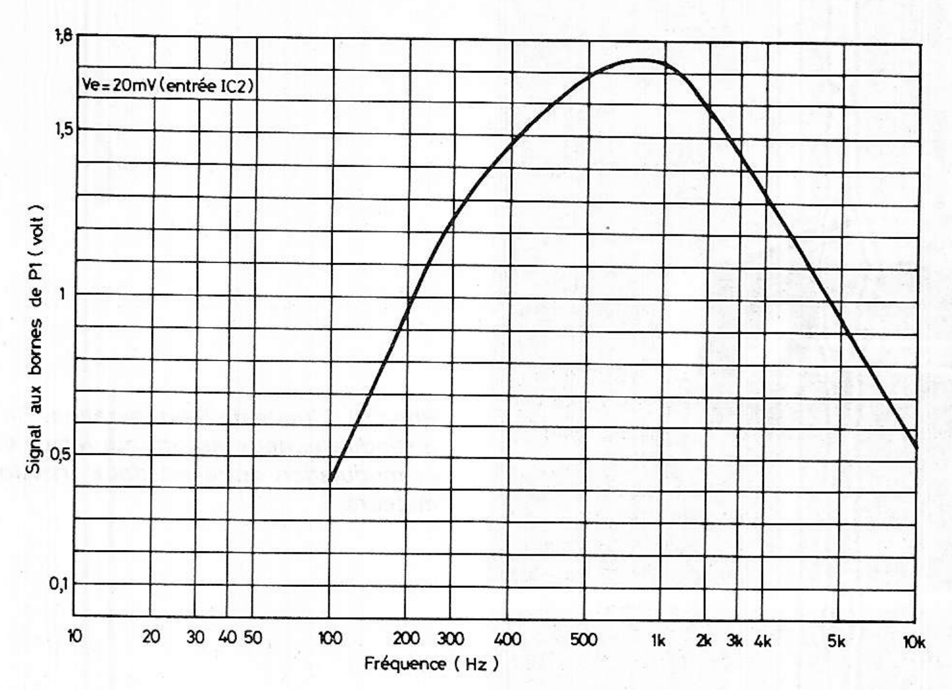


Figure 4

L'amplificateur sommateur IC3 reçoit d'une part le signal direct, d'autre par le signal réverbéré dont l'amplitude est dosée par P1, ces deux signaux étant appliqués à l'entrée inverseuse. Le signal direct est atténué par le rapport de R12/R14. Pour un signal d'entrée de 100 mVeff, on retrouve en sortie $(100 \cdot \frac{220}{510})$ 43 mVeff, lorsque le signal réverbéré est nul.

Le gain en tension du signal réverbéré est unitaire, puisqu'il est fixé par le rapport des résistances R12/R11. On obtient ainsi en sortie un signal composé égal à 43 % du signal direct + signal réverbéré.

III) LE MODULE ELECTRONIQUE

A) **Le circuit imprimé**

Le dessin du circuit imprimé est proposé à la **figure 5** et à **l'échelle 1.** Les dimensions sont de 63 x 99 mm. Le tracé des pistes cuivrées n'est pas trop délicat à reproduire.

B) **Câblage du module**

Le plan de câblage qui fait l'objet de la **figure 6** permet de travailler sans risque d'erreur. Chaque composant y est repéré par son symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale. Attention à l'orientation des circuits intégrés et des diodes D1 et D2.

Le module câblé est soigneusement vérifié, dissoudre la résine de la soudure et pulvériser une couche de vernis protecteur.

IV) LE BOITIER

Nous avons utilisé un coffret GI de la série « micro de Luxe » portant la référence 5045/3. Les dimensions du circuit imprimé ont été déterminées pour que celui-ci se fixe à l'intérieur du boitier sans aucune vis, en utilisant les glissières des faces avant et arrière.

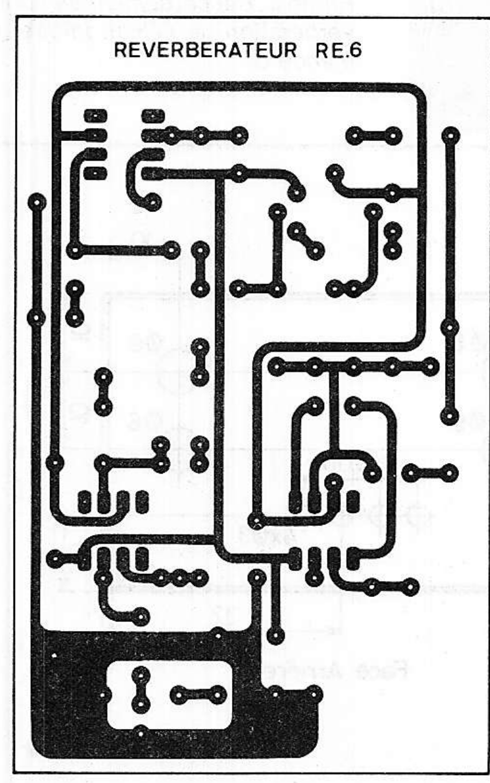


Figure 5

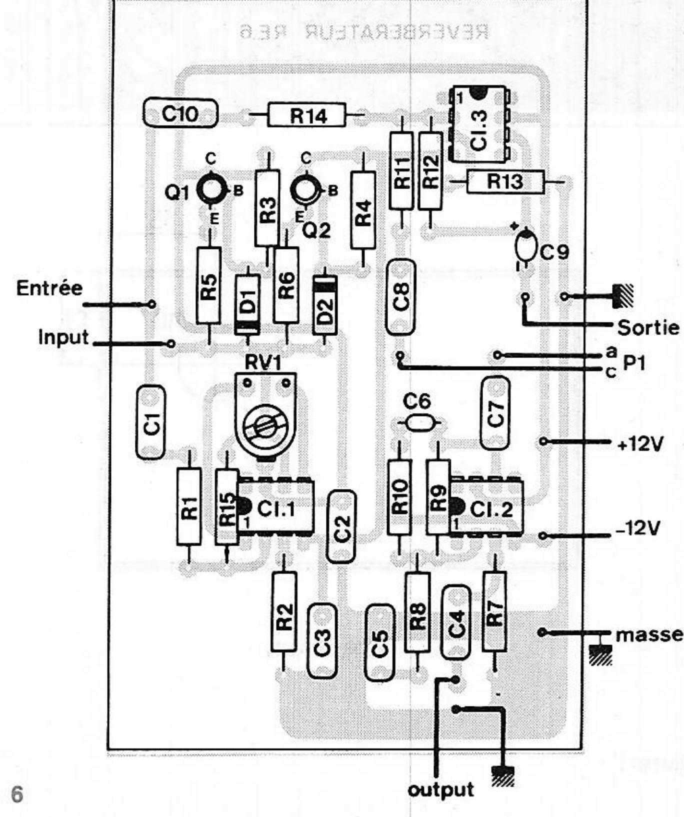


Figure 6

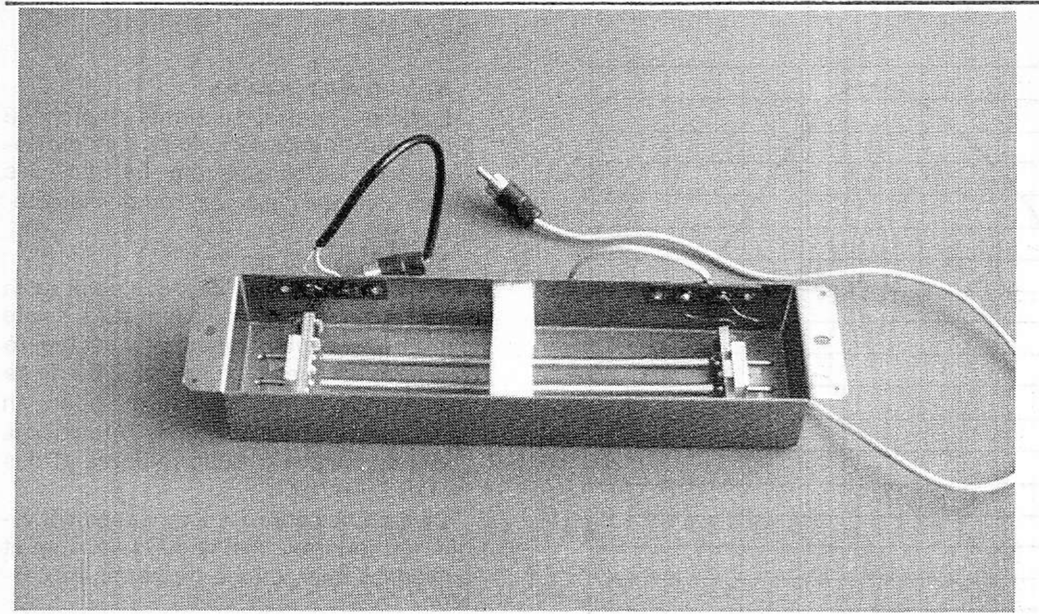


Photo 2. L'unité de Réverbération. On y distingue les deux ressorts qui véhiculent la modulation entre les deux transformateurs.

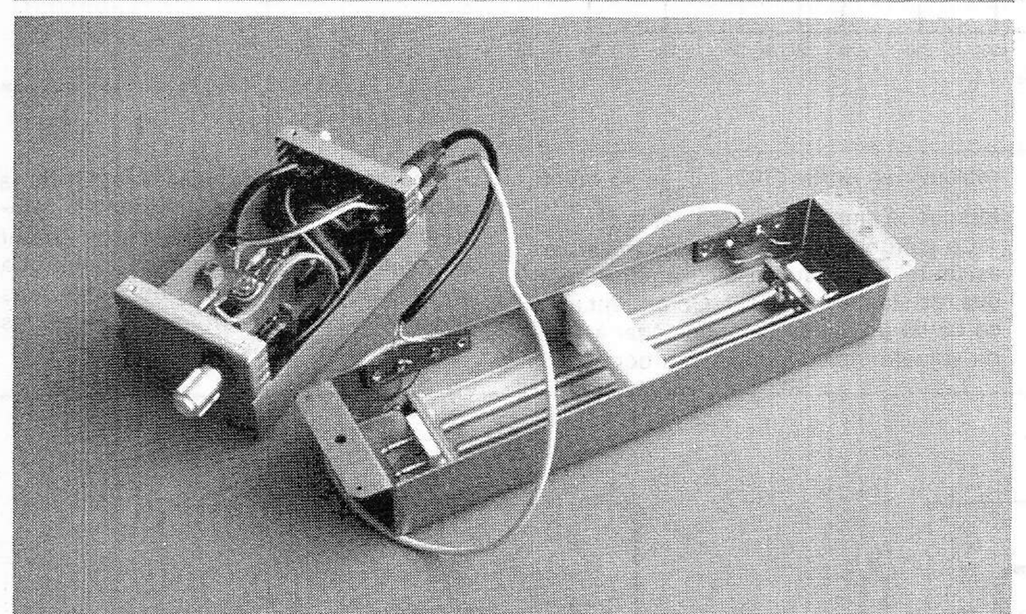
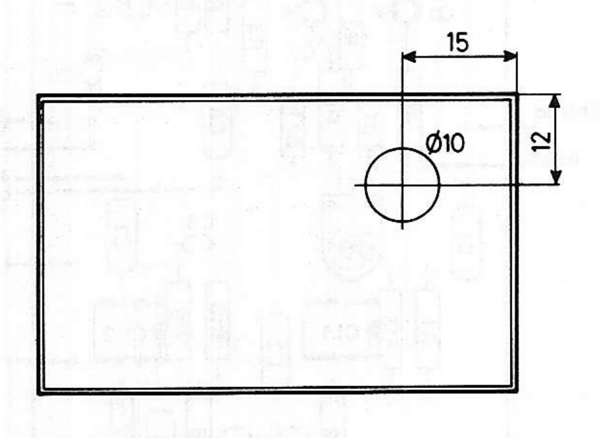


Photo 3. Raccordement de l'unité de Réverbération à l'électronique de commande C.



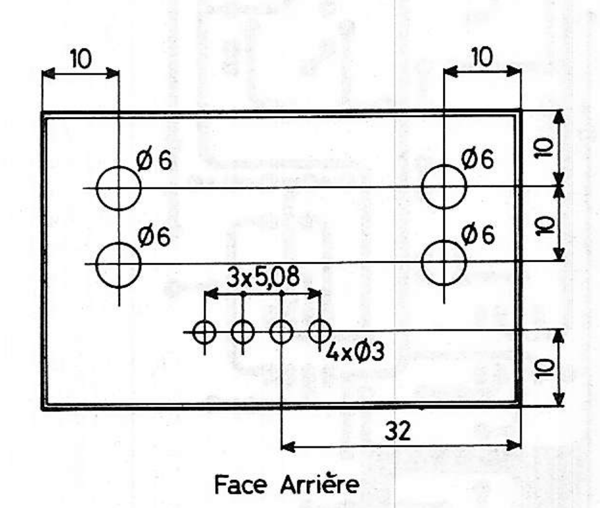


Figure 7

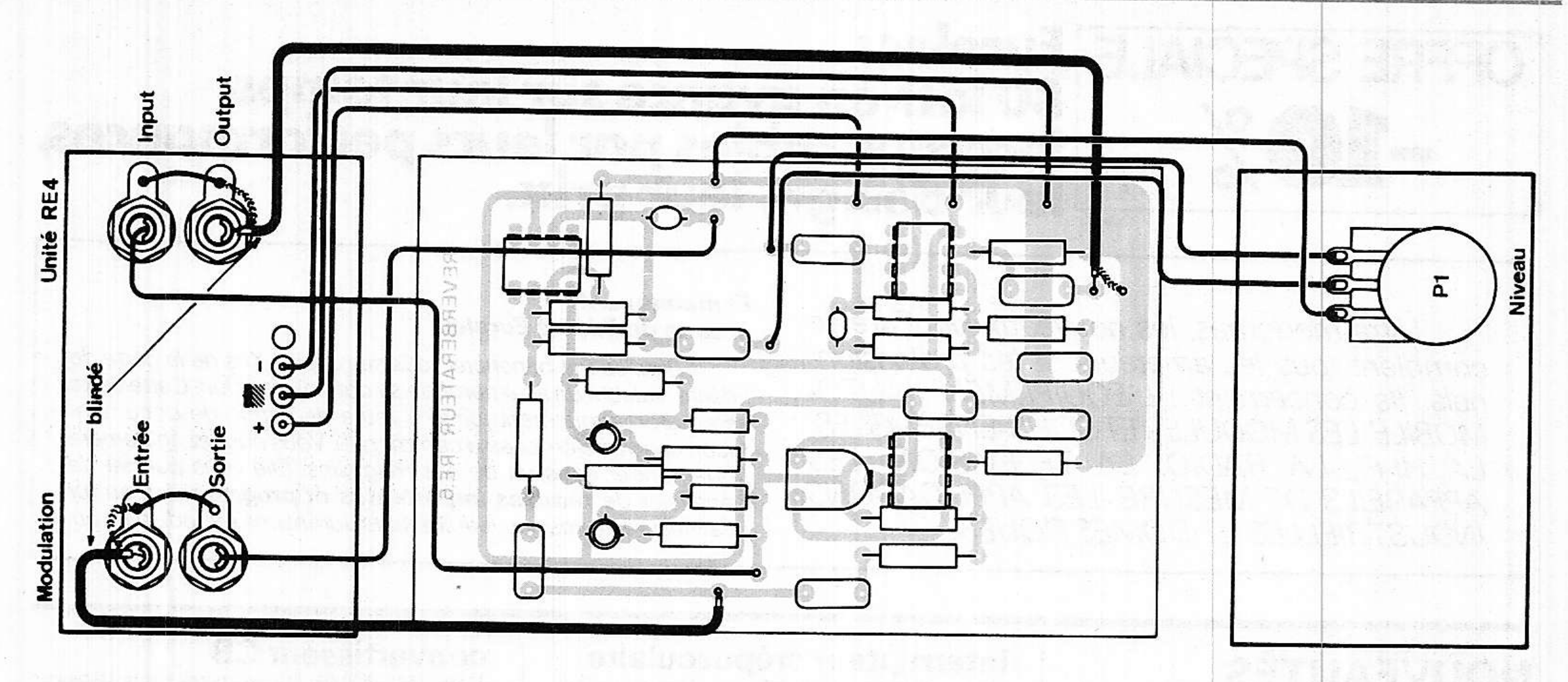


Figure 8

Les indications pour le perçage de ces faces avant et arrière sont fournies à la **figure 7.** La face avant ne reçoit que le potentiomètre destiné au dosage du signal réverbéré.

La face arrière est plus chargée, elle reçoit 4 prises CINCH et un connecteur mâle 3 broches au pas de 5,08. Ce connecteur permet l'alimentation du module ± 12 volts et est collé à la cyanolit.

Les interconnexions du module aux éléments fixés sur les faces avant et arrière font l'objet de la **figure 8.**

V) MISE SOUS TENSION DE LA REVERBERATION

On applique tout d'abord une tension symétrique de ± 15 volts maximum. L'unité de réverbération n'étant pas encore reliée aux prises CINCH Input et Output, on vérifie le potentiel aux bornes de la prise Input. Celui-ci doit être très voisin de 0 volt, dans le cas contraire ajuster RV1- 22 KΩ pour y parvenir. Cet ajustable théoriquement n'est pas indispensable car la tension d'offset est déjà rattrapée par la résistance R2- 100 KΩP(sur le prototype nous avons une tension de 2,7 mV sans RV1).

Charger la prise Input par une résistance de 8Ω ou de 16Ω et injecter un signal de 100 mVeff. Vérifier à l'oscilloscope aux bornes de cette résistance que le signal est bien de 100 mVeff et ne subit aucune distorsion dans une bande de fréquence de 100 Hz à 5 ou 10 kHz.

Insérer l'unité RE4 et vérifier le signal réverbéré aux bornes de P1 en agissant sur la fréquence et l'amplitude du signal d'entrée. Le signal doit avoir un mouvement oscillatoire.

La réverbération est prête à fonctionner. Reste à l'insérer dans l'amplificateur HI-FI ou de sonorisation. Pour un amplificateur doté d'une prise monitoring, rien de plus simple. Il suffit de relier la prise d'entrée de la réverbération à la sortie « Enregistrement » de l'Ampli et la prise de sortie au Monitoring.

D. B.

VI) Nomenclature des composants

Résistances à couche ± 5 %-1/2 W

R1 - 100 kΩ
R2 - 100 kΩ
R3 - 3,3 kΩ
R4 - 3,3 kΩ
R5 - 2,7 Ω
R6 - 2,7 Ω
R7 - 2,2 MΩ
R8 - 22 kΩ
R9 - 2,2 MΩ
R10 - 220 kΩ
R11 - 220 kΩ
R12 - 220 kΩ
R13 - 220 kΩ
R14 - 510 kΩ
R15 - 100 kΩ

Condensateurs

C1 - 0,1 µF
C2 - 0,1 µF
C3 - 0,1 µF
C4 - 15 nF
C5 - 22 nF
C6 - 22 pF céramique
C7 - 15 nF
C8 - 15 nF
C9 - 2,2 µF/16 V Tantale goutte
C10 - 10 nF

Semiconducteurs

D1 - D2 - 1N4148
Q1 - MPS6560 ou 2N2222
Q2 - MPS6562 ou 2N2907
IC1-IC2-IC3- LF356 NATIONAL

Divers

RV1 Ajustable VAO5H Ohmic 22 kΩ
P1 - 100 kΩLin (POT. + bouton)
4 prises CINCH Femelle pour châssis
1 connecteur 3 broches pas de 5,08 (mâle + Femelle)
1 coffret GI micro de luxe réf. 5045/3
Fil de câblage plus câble blindé
1 unité de réverbération RE4

Nota : Si on veut améliorer la réponse de l'unité de réverbération en basse fréquence, il suffit d'insérer une résistance de 4,7 Ω dans l'entrée INPUT de la RE4. Si on perd un peu de signal réverbéré, on peut par contre descendre jusqu'à 100 Hz sans distorsion.

OFFRE SPECIALE
-10 % jusqu'au 30/06/80

Eurelec : 80 kits en avance sur leur temps, incomparables par leurs performances, leur design, leur prix.

Ultra-modernes, les nouveaux kits Eurelec comblent tous les amateurs et les professionnels. Ils concernent : L'ÉQUIPEMENT AUTOMOBILE, LES MODULES ET SOUS-ENSEMBLES, LA HI-FI, LA RADIO, LA TÉLÉVISION, LES APPAREILS DE MESURE, LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES ET DOMESTIQUES.

Et maintenant : la carte de fidélité Eurelec

Eurelec fait bénéficier tous ses clients Kits de la carte de fidélité, valable un an à partir de sa date d'émission. Cette carte sera automatiquement jointe à toute demande de documentation et à votre prochaine commande. Vous pouvez également la demander dans un de nos magasins. Elle vous permet de bénéficier de ***remises importantes et progressives*** *au fur et à mesure de vos nouveaux achats durant une période d'un an.*

NOUVEAUTÉS

Tous les kits Eurelec qui sont présentés dans cette double page, sont vraiment des nouveautés originales :
Kits émission-réception, équipement automobile, boîtiers.
Eurelec les met à votre disposition à des prix très compétitifs.

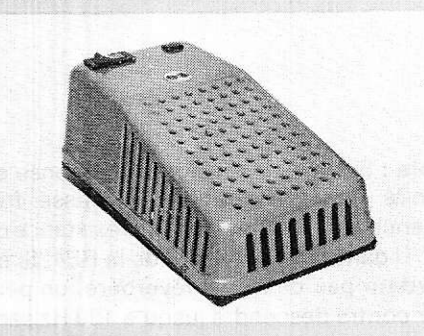
amplificateur téléphonique

9 V - Piles incorporées 500 mW - Fonctionne à proximité des postes téléphoniques non blindés.
Kit : Réf. 1405088 - **Prix : 174 F TTC**
Frais de port : 10 F.



générateur d'ozone pour appartement

220 V - 6 W - Volume d'efficacité 200 m3 - Équipé de 2 tubes à effluve.
Kit : Réf. 1405087 - **Prix : 364 F TTC**
Frais de port : 15 F.



interrupteur crépusculaire

220 V ~ - Puissance utile 600 W maxi. - Mise en service ou arrêt avec disparition de la lumière.
Kit : Réf. 1405082 - **Prix : 90 F TTC**
Frais de port : 5 F.

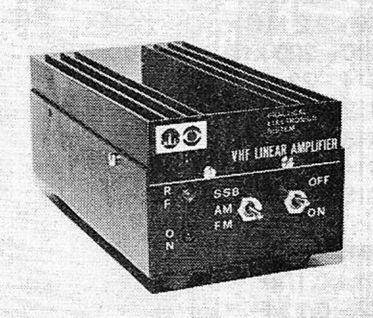
temporisateur

12 V - Réglable de 0 à 60 minutes - Mise en service ou arrêt de tout appareil électrique.
Kit : Réf. 1405083 - **Prix : 111 F TTC**
Frais de port : 7 F.

ÉMISSION-RÉCEPTION

amplificateur linéaire 144 MHz

12 V - 5 A - Équipé d'un B 4012 ou équivalent - Entrée 10 W - Sortie 40 W - Entrée 2 W - Sortie 8 W - Impédance 52 ohms - Équipé VOX pour commutation.
Kit : Réf. 1405089 - **Prix : 721 F TTC**
Frais de port : 15 F.



amplificateur linéaire 27 MHz

25 W - Alimentation 12 V - 5 W entrée 25 W sortie - Équipé commutation automatique par VOX.
Kit : Réf. 1405099 - **Prix : 436 F TTC**
Frais de port : 15 F. VENDU UNIQUEMENT A L'ÉTRANGER.

convertisseur CB

27 MHz / 540-1600 KHz - 9 V - Fonctionne avec tout récepteur équipé PO sans branchement.
Kit : Réf. 1405095 - **Prix : 142 F TTC**
Frais de port : 7 F.

préamplificateur antenne

26-30 MHz - Impédance 52 ohms - 12 V - Gain 20 dB.
Kit : Réf. 1405094 - **Prix : 291 F TTC**
Frais de port : 15 F.

BFO SSB/AM

455 KHz - Alimentation 12 V équipée FET - Fréquence et niveau réglables.
Kit : Réf. 1405098 - **Prix : 142 F TTC**
Frais de port : 10 F.

séparateur

27 MHz - Impédance 52 ohms - Une seule antenne 27 MHz pour le trafic 27 MHz ou l'écoute sur autoradio.
Kit : Réf. 1405096 - **Prix : 79 F TTC**
Frais de port : 10 F.

boîte de couplage

27 MHz - Impédance 52 ohms - Puissance maxi. 100 W.
Kit : Réf. 1405090 - **Prix : 146 F TTC**
Frais de port : 15 F.

commutateur d'antenne

à trois directions avec charge fictive 52 ohms - 5 W - Impédance 52 ohms - Puissance admissible 2 KW P.E.P.
Kit : Réf. 1405097 - **Prix : 79 F TTC**
Frais de port : 10 F.

oscillateur morse

9 V - Piles incorporées - Fréquence de 1 KHz à 2 KHz.
Kit : Réf. 1405085 - **Prix : 104 F TTC**
Frais de port : 10 F.

préamplificateur microphonique avec correcteur

9 ou 12 V - Bande passante 50 à 16 000 Hz réglable - Livré en coffret avec micro.
Kit : Réf. 1405091 - **Prix : 266 F TTC**
Frais de port : 10 F.

L'acoustique est une partie de la science relative à l'étude des vibrations.
Elle concerne la production de ces vibrations,
leur propagation ainsi que leurs effets.
Il ne s'agit pas ici d'aborder l'histoire de cette science récente dont les débuts scientifiques datent de 1895 par la théorie du son de Lord Rayleigh mais d'un rappel des bases indispensables qui vont nous permettre d'aborder les différents problèmes de sonorisation puis les transducteurs, les enceintes et enfin de pouvoir envisager la fabrication d'enceintes acoustiques destinées à des usages bien précis.

Introduction : ETUDE DE L'OREILLE

PRODUCTION ET TRANSMISSION DU SON

L'oreille perçoit un bruit lorsqu'une perturbation ébranle l'air et vient frapper le tympan.

Aussi l'étude de l'oreille, même succincte est indispensable car c'est l'élément récepteur final de toute chaine auditive — C'est le dernier juge — au-delà de toutes les mesures que nous aborderons par la suite.

D'un point de vue physique, le son est un ébranlement élastique des éléments constituant le milieu de propagation. Ici ce sera l'air.

Il s'agit d'un mouvement oscillant des particules matérielles autour de leur position d'équilibre.

Les paramètres caractéristiques de ce mouvement sont : pression, vitesse de vibration et amplitude de vibration.

Les paramètres physiques sont liés aux paramètres physiologiques. Ainsi la hauteur du son (ex. son grave, etc.) est la fréquence du mouvement vibratoire.

Le niveau acoustique dépend du flux d'énergie reçue par l'oreille. Ce flux est proportionnel au carré de la fréquence et au carré de l'amplitude de ce mouvement vibratoire.

Le timbre est lié au spectre de fréquence c'est-à-dire au niveau des fréquences caractéristiques du mouvement vibratoire.

La transmission sonore est un transfert d'énergie de l'ébranlement du milieu en influx nerveux.

Ce transfert se fait par l'intermédiaire des trois parties fondamentales de l'oreille.

Nous distinguons : l'oreille externe, l'oreille moyenne et l'oreille interne.

a) L'oreille externe

Elle est constituée par le pavillon et le conduit auditif.

— Le pavillon est la partie située au dehors de la tête, il a une armature cartilagineuse et possède un relief particulier. Le rôle du pavillon est de capter les sons, de les renforcer pour les transmettre au conduit auditif.

Il possède des caractéristiques de directivité intervenant dans l'orientation auditive.

Les animaux possèdant des oreilles orientables sont facilement observables. comme les chiens par exemple. Ils orientent leurs pavillons et discernent ainsi une direction privilégiée qui est celle de l'intensité de bruit maximum.

Chez les humains ce rôle est moins net mais VAN GILSE en masquant par de la cire les circonvolutions du pavillon a montré qu'ainsi le rôle d'orientation au bruit diminue de façon très sensible. Nous reviendrons sur ce rôle d'orientation car il dépend non seulement de l'intensité du son mais de sa phase.

Rapidement nous pouvons concevoir que la tête constitue un obstacle pour les ondes acoustiques donc engendre un effet de diffraction. Pour les longueurs d'ondes petites vis à vis des dimensions de la tête, c'est-à-dire pour les sons aigus, il se produit une différence dans l'intensité de sons perçus par chaque oreille.

Pour les grandes longueurs d'onde, c'est-à-dire pour les sons graves il se perçoit une différence de phase (c'est-à-dire un intervalle de temps) entre les deux oreilles voir **figure 1.**

— Le conduit auditif a des dimensions moyennes normales de 7 mm de diamètre et environ 25 mm de profondeur.

La réflexion des ondes sur ses parois renforce la pression sonore d'une manière non linéaire. Le maximum de renforcement se fait aux alentours de 3 000 Hz : voir **figure 2** graphique de Von Bekesy.

Au fond de ce conduit se trouve le tympan. Celui-ci est une membrane conique dont le sommet est excentré et situé vers l'extérieur. L'angle au sommet de ce cône est de 120°.

De plus, le tympan est placé de façon oblique dans le conduit auditif ; conicité et obliquité donnent au tympan une surface d'environ 90 mm².

Son épaisseur est d'un dixième de millimètre. Ces caractéristiques sont à retenir car elles interviennent dans les calculs de transmission.

L'étude des mouvements du tympan est très complexe et ce n'est que ces dernières années qu'une analyse a été donnée grâce à la stroboscopie qui permet d'étudier au ralenti la cinématique du tympan.

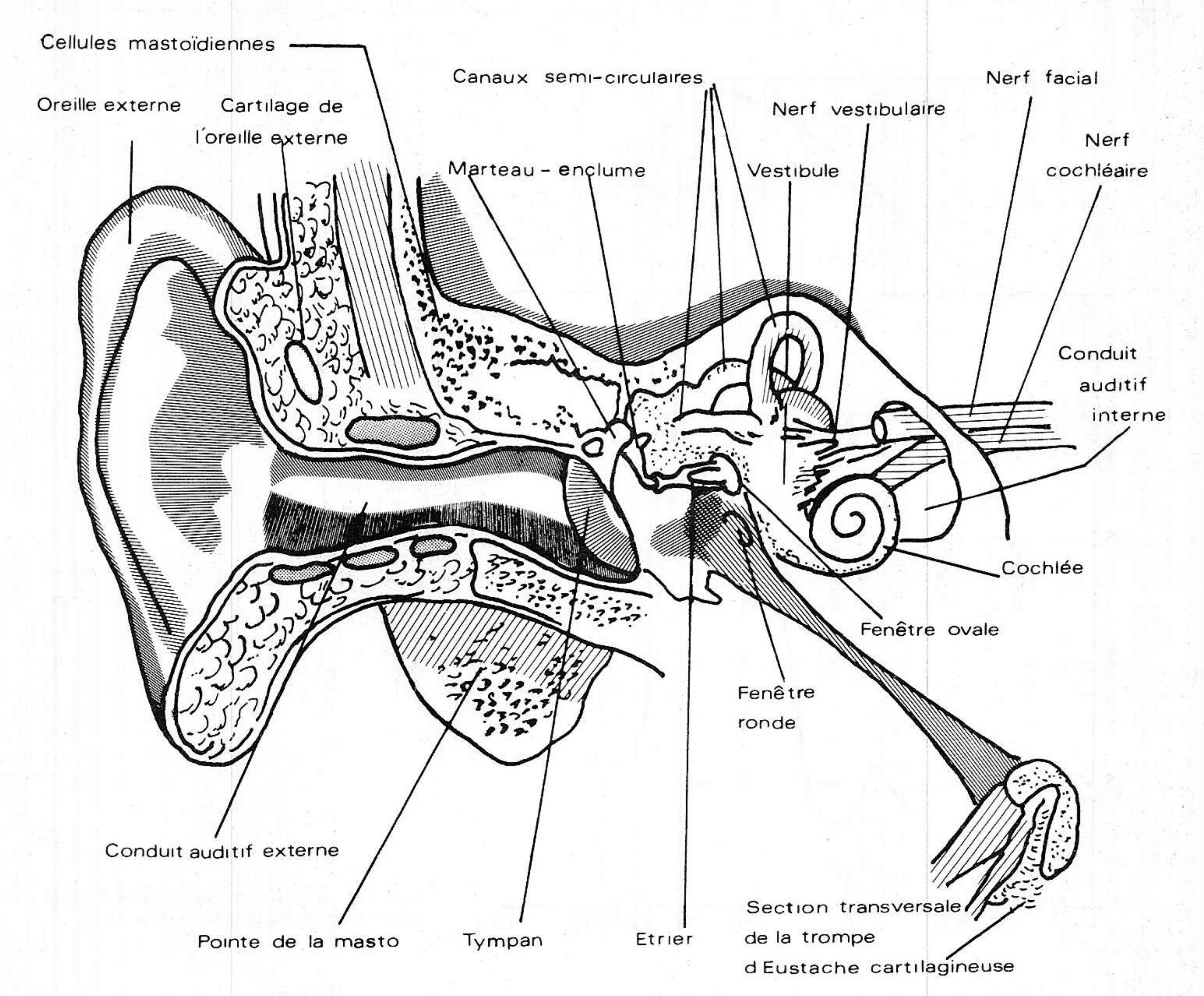


Photo de l'oreille.

Extrait : « Précis d'orthophonie » de P. PIAJOUX, M. VAITAT, G. FREYSS, F. LEGENT, J. SOUDANT et coll.

Ce qu'il nous faut retenir; c'est que, dans l'oreille, il existe des distorsions d'amplitude, que ce n'est pas un transducteur fidèle, mais un appareil engendrant des distorsions linéaires et non linéaires créatrices d'harmoniques.

Nous décrirons de façon encore plus rapide l'appareil de transmission. Celui-ci se compose : 1) des osselets c'est-à-dire ; marteau, enclume et étrier, situés dans la caisse du tympan.

2) du système musculaire, les fenêtres et la cochlée. Son rôle est double, c'est à la fois un système adaptateur et un système protecteur.

b) L'oreille moyenne (les osselets)

Le marteau possède un manche attaché au tympan, son poids est d'environ 2 mg.

L'enclume est un osselet dont le poids est d'environ 30 mg.

L'étrier dont le poids est à peu près le même que celui du marteau possède une platine dont la surface est d'environ 3 mm².

Le rôle d'adaptation de l'appareil de transmission :

Les osselets se trouvent en milieu liquide, donc l'onde sonore passant de l'air à un milieu liquide rencontre une résistivité acoustique. Nous la désignons par RS et elle est égale au quotient de la pression acoustique P par la vitesse de vibration v (onde plane progressive que nous aborderons par la suite).
soit

$$R_s = \frac{P}{v} = \rho c$$

: masse volumique du milieu

c : vitesse de l'onde dans le même milieu

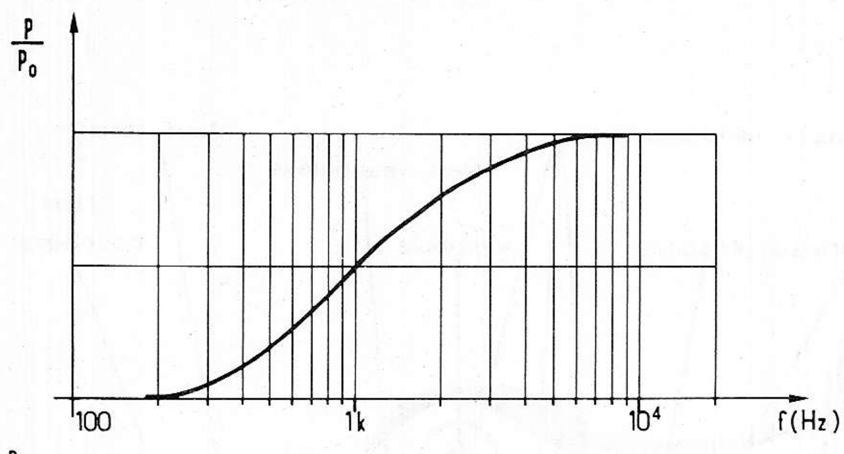


Figure 1 : Rôle du pavillon dans le renforcement de la pression sonore.

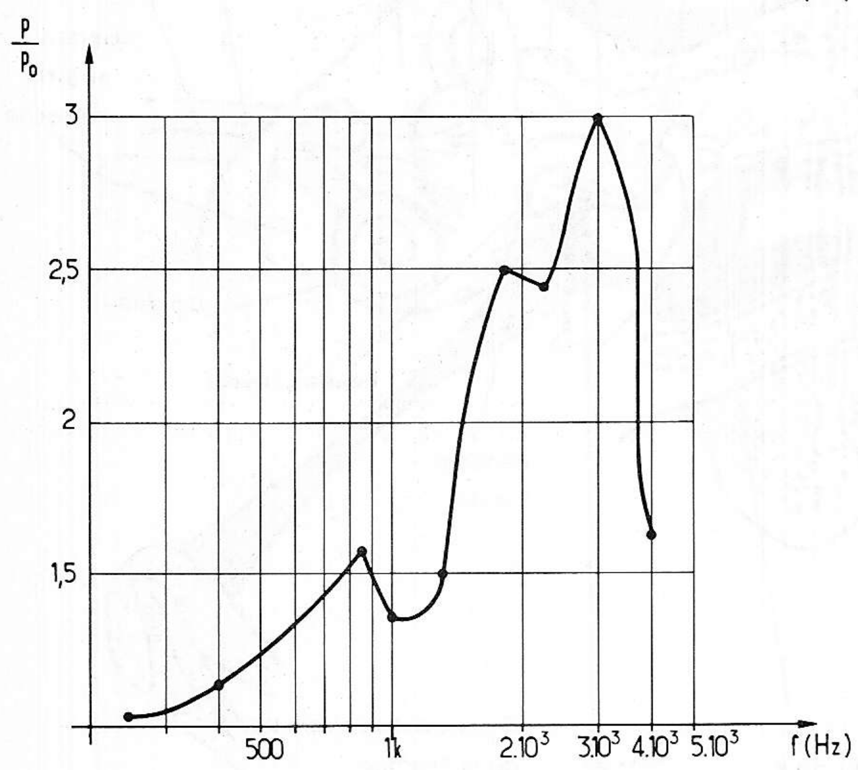


Figure 2 : Rôle du conduit auditif dans le renforcement de la pression sonore.

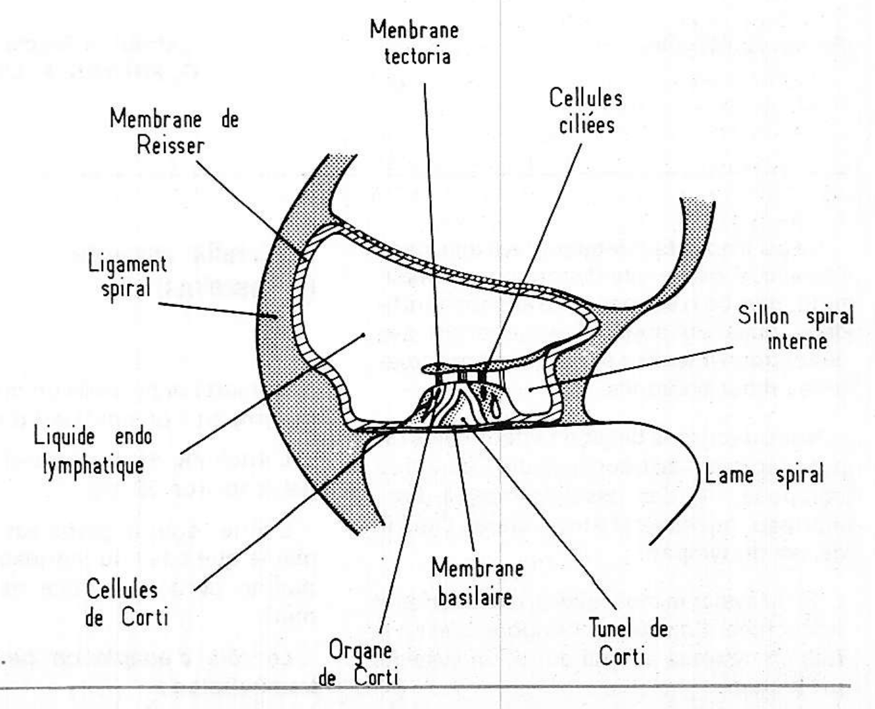


Figure 3 : Coupe de la cochlée.

D'autre part, les muscles du marteau et de l'étrier réduisent les amplitudes des oscillations. Ainsi ils protègent l'oreille interne contre les sons de basse fréquence et de grande amplitude.

De cette façon est aussi améliorée la réception des sons aigus par diminution de l'effet de masque des sons graves.

— Les fenêtres : nous distinguons la fenêtre ovale et la fenêtre ronde. Les mouvements de la platine de l'étrier dans la fenêtre ovale ébranlent les liquides de l'oreille interne qui vont exciter la cellule sensorielle. C'est le tympan qui imprime, sa pression à la platine de l'étrier, le rapport des surfaces étant d'environ 20, la pression sur l'étrier est 20 fois plus grande que sur le tympan.

La fenêtre ronde se meut en opposition de phase avec la fenêtre ovale car elles sont toutes deux en contact avec le même liquide.

Chez les animaux les fenêtres sont spécialement perpendiculaires. Ce qui évite que les ondes sonores arrivent en phase sur les deux fenêtres.

c) L'oreille interne (la cochlée)

Nous sommes à présent dans l'oreille interne qui est constituée de 3 parties formant le labyrinthe osseux.

— les canaux semi-circulaires
— le vestibule
— la cochlée.

Les canaux semi-circulaires sont trois arceaux creux formant les trois plans spaciaux. Ils servent au sens de l'équilibre.

Le vestibule a sa face externe en rapport avec la caisse du tympan par l'intermédiaire de la fenêtre ovale.

La face interne est en rapport avec le fond du conduit auditif interne.

La cochlée est un conduit d'environ 30 mm de long enroulé autour d'un axe oblique ou columelle.

La cochlée est en partie divisée en 2 parties par une lame osseuse en spirale prenant assise sur la columelle. La configuration générale rappelant un limaçon.

Ces 2 parties nommées rampes :

— une rampe vestibulaire qui communique avec le vestibule.

— une rampe tympanique qui communique avec la cavité sous-vestibulaire débouchant dans la caisse du tympan par la fenêtre ronde.

La cloison du colimaçon comporte une membrane fibreuse basilaire constituée par plus de 20 000 fibres transversales tendues de 2 mm de longueur environ. Les deux rampes communiquent sous l'extrémité opposée à la base du limaçon partie appelée coupole en un endroit (l'hélicotréma), la lame spirale et la membrane basilaire s'arrêtant à 2 mm de la coupole.

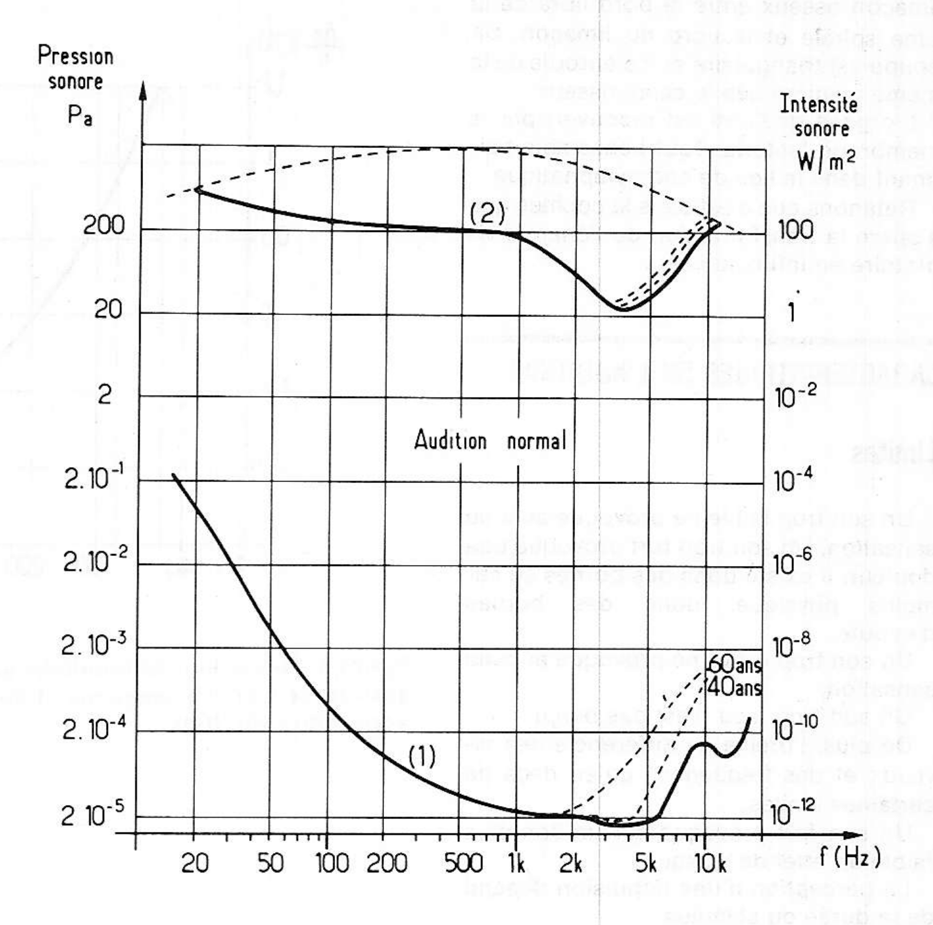
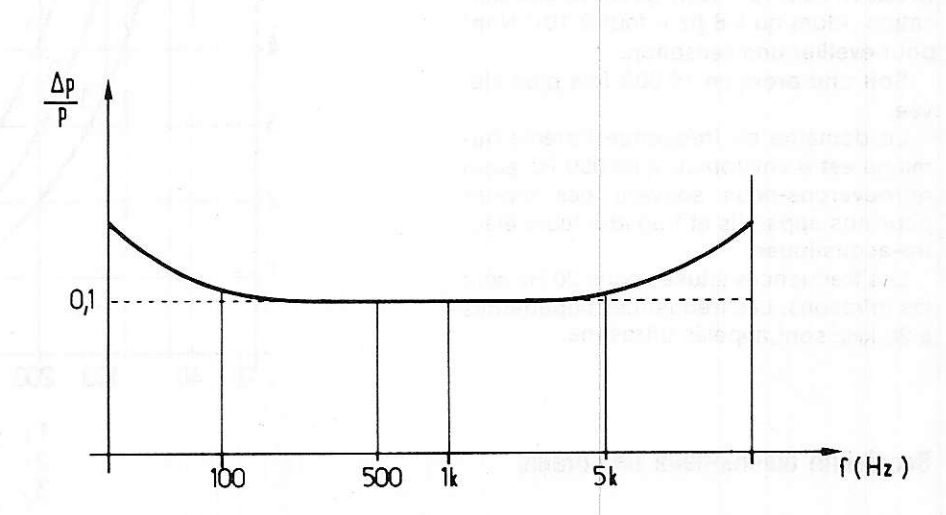


Figure 4 : Courbe du seuil d'audition (1) et du seuil intolérable (2) en audition binaurale d'ondes planes progressives.

Figure 5 : Sensibilité différentielle d'intensité de l'oreille moyenne.



Le canal cochléaire se trouve dans le limaçon osseux entre le bord libre de la lame spirale et le bord du limaçon. Sa coupe est triangulaire et il s'enroule de la même manière que le canal osseux.

L'organe de Corti est recouvert par la membrane tectoria. Tout l'ensemble baignant dans le liquide endolymphatique.

Retenons que c'est dans la cochlée que s'opère la transformation de l'énergie vibratoire en influx nerveux.

CARACTERISTIQUES DE L'AUDITION

Limites

Un son trop faible ne provoque aucune sensation. Un son trop fort provoque une douleur. Il existe donc des bornes au stimulus physique, donc des bornes d'écoute.

Un son trop grave ne provoque aucune sensation.

Un son trop aigu n'est pas perçu.

De plus, l'oreille ne différencie des niveaux et des fréquences qu'en deçà de certaines limites.

Un son fort provoque sur un son plus faible un effet de masque.

La perception d'une impulsion dépend de la durée du stimulus.

Toutes ces caractéristiques sont variables d'un sujet à l'autre. L'âge modifie également la perception auditive, ainsi que l'état de santé.

Il a donc été nécessaire de déterminer les caractéristiques d'une oreille moyenne par le moyen des statistiques, résultat d'un très grand nombre de mesures.

La forme de la courbe de la **figure 4** nous permet de voir que la sensibilité de l'oreille dépend de la fréquence dans de larges proportions.

Nous voyons par exemple qu'à 3 kHz une pression de 2.10- 5 N/m² procure une sensation. Alors qu'à 8 hz il faut 2 10-1 N/m² pour éveiller une sensation.

Soit une pression 10 000 fois plus élevée.

Le domaine de fréquence l'oreille humaine est d'environ 20 à 20 000 Hz aussi retrouverons-nous souvent ces limites pour nos appareils et transducteurs électro-acoustiques.

Les fréquences situées sous 20 Hz sont les infrasons. Les fréquences supérieures à 20 kHz sont appelés ultrasons.

Sensibilité différentielle de l'oreille

— Sensibilité différentielle d'intensité soit f une fréquence donnée et une pression acoustique P auxquelles correspond

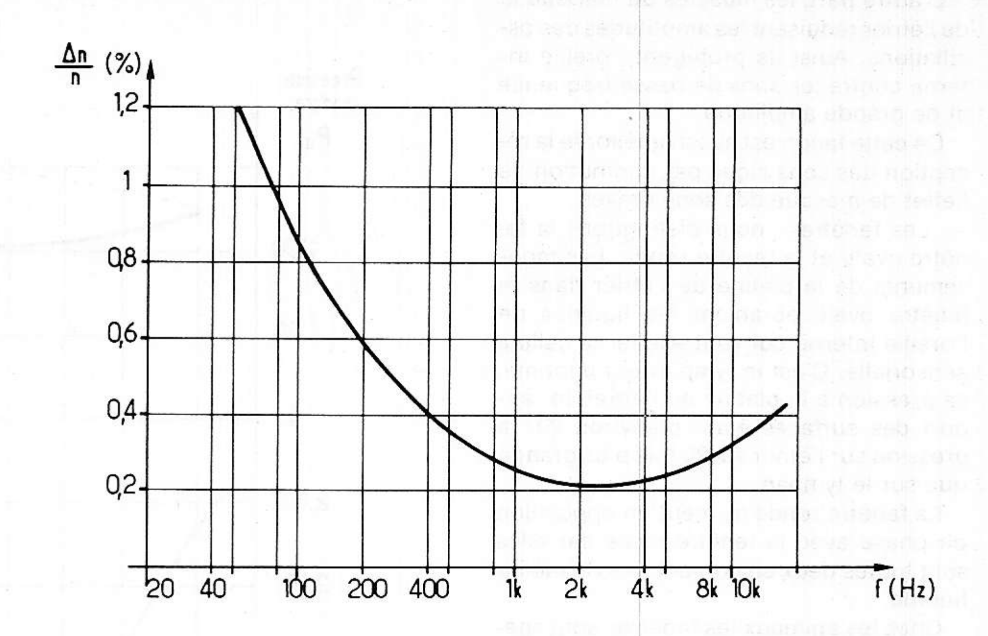
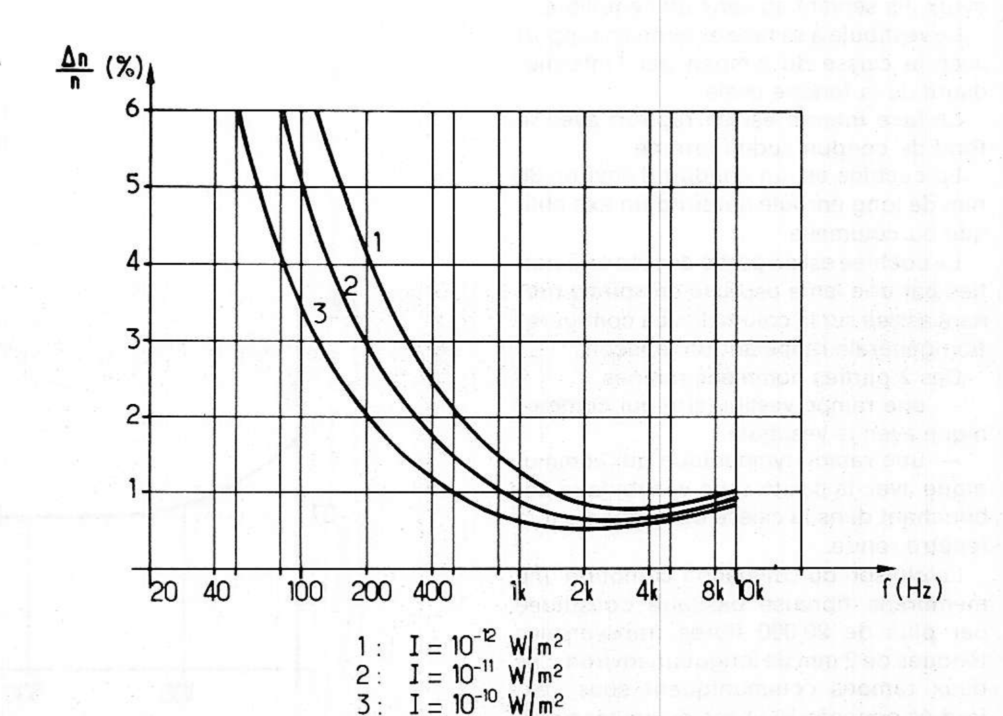


Figure 6 : Sensibilité différentielle de fréquence de l'oreille moyenne. Intensité acoustique 10^{-6}W/m².

Figure 7 :
1 : I = 10^{-12}W/m²
2 : I = 10^{-11}W/m²
3 : I = 10^{-10}W/m²
Seuils différentiels de fréquence en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de I.



une intensité acoustique I. La sensibilité différentielle de l'oreille est alors la variation relative de pression $\frac{\Delta P}{P}$ ou d'intensité $\frac{\Delta I}{I}$ pour laquelle l'oreille perçoit une sensation ΔS discernable.

La sensibilité différentielle de l'oreille est à peu près constante et quasiment indépendante de l'intensité acoustique pour la gamme usuelle des fréquences, c'est-à-dire à peu près de 100 à 5 000 Hz, voir **figure 5.**

Ce seuil augmente lorsque les niveaux se rapprochent des seuils et des maximas d'audition.

Ailleurs, la variation $\frac{\Delta I}{I}$ la plus petite correspond à la variation ΔS juste discernable nous avons

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{1}{K} \Delta S \quad K = \text{constante}$$

C'est la loi de Weber.

Exprimé par Fechner S = K Log I.

Ce qui exprime, que la sensation croit à peu près comme le logarithme de l'excitation.

Sensibilité différentielle de fréquence :

De la même façon la plus petite différence relative $\frac{\Delta f}{f}$ de fréquence entre 2 sons successifs de fréquence f et f + Δf nous donne la sensibilité différentielle de fréquence.

Ce seuil varie avec les fréquences et l'intensité. Voir les courbes des **figures 6 et 7.**

Pour une onde acoustique sinusoïdale d'intensité 10^{-6} W/m².

La valeur de $\frac{\Delta f}{f}$ pour un auditeur moyen varie entre 0,2 et 0,3 % entre les fréquences 500 et 8 000 Hz. A 50 Hz 1,2 %.

Ces 2 propriétés de l'oreille, sensibilité différentielle en intensité et sensibilité différentielle en fréquence, sont très importantes. Elles vont nous servir à exprimer correctement les tolérances des appareils électro-acoustiques.

La loi de Weber Fechner S = KLogI nous indique que lorsque le stimulus physique croit en intensité comme 1, 100, 1 000, ... 10^6

la sensation croît comme 0, 2, 3, ... 6

D'une façon à peu près correcte nous pouvons dire que l'oreille éprouve la même sensation quand l'intensité physique croît de 1 à 10 que de 100 à 1 000.

Soit :

$$S = K \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Adoptons les logarithmes décimaux et la valeur 10 pour K; il vient

$$N = 10 \log \frac{I_2}{I_1}$$

En effet pour K = 1, N s'exprime en bels, unité trop grande pour l'échelle de l'oreille.

Aussi pour K = 10, N s'exprime en décibels.

Donc par exemple :
10 dB est le rapport d'intensités acoustique de 10
30 dB est le rapport d'intensités acoustique de 1 000
Pour des pressions : d'une façon simple

$$I = \frac{Fv}{s} = Pv$$

F : force
v : vitesse de vibration
P : pression acoustique

Dans le cas général des ondes planes

$$I = \frac{P^2}{R_1} = \frac{P^2}{\rho c}$$

ρ : masse volumique de l'air
c : célérité du son dans l'air ≅ 330 m/s

Nous pouvons donc écrire

$$I_1 = \frac{P_1^2}{\rho c} \quad I_2 = \frac{P_2^2}{\rho c}$$

$$NdB = 10 \log \frac{P_1^2}{P_2^2} = 20 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Entre le seuil d'audition et le niveau maximum admissible par l'oreille, dans la zone de sensibilité maximum de l'oreille (3 000 Hz), nous avons donc sur la courbe un rapport de pression de

$$\frac{200 \text{ Pa}}{2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}} = 10^7$$

ou un rapport de pression de :

$$\frac{100 \text{ W/m2}}{10^{-12} \text{ W/m}^2} = 10^{14}$$

En décibel N (dB) = 10 log 10^{14} = 20 log 10^7 = 140 dB»

Cette courbe nous sert à définir notre niveau zéro correspondant à 1 000 Hz

0 dB = 10^{-12}W/m²=2.10⁻⁵Pq ou 2.10⁻⁵N/m²

A. BENARD

REVUE de la PRESSE TECHNIQUE INTERNATIONALE

GENERATEUR DE SIGNAUX A IMPULSIONS

L'appareil que nous allons décrire a été proposé par **P.R.K. CHETTY** de Californie USA, dans **ELECTRONIC ENGINEERING** VOL 51 N° 630. Il s'agit d'un générateur de signaux à impulsions, réalisable avec un 555 en montage normal de multivibrateur astable avec adjonction d'un transistor extérieur avec commandes par des dispositifs extérieurs.

A la **figure 1** on donne en (A) le schéma complet de l'appareil et, en (B) le brochage du 555 en boîtier « dual in line » à 8 broches.

Sur le schéma on indique d'une manière simplifiée le montage intérieur du temporisateur.

On y retrouve R_2 montée entre les points 7 et, 2 et 6 réunis, R_1 entre le point 7 et le V+ connecté au point 8, le condensateur C entre masse et les points 2 et 6, le point 1 à la masse, la sortie au point 3.

Quant au point 4 il n'est pas connecté au « V + » comme d'habitude mais il reçoit le signal de collecteur d'un transistor extérieur Q_1 du type NPN, dont la charge est R_3 de 2,2 KΩ monté en émetteur à la masse. La base reçoit le signal de commande par l'intermédiaire de R_4 de 18 kΩ.

Après amplification et inversion du signal de commande celui-ci est appliqué, par le point 4 (RESET). De ce fait le 555 sert de trigger de Schmitt et aussi de générateur de signaux rectangulaires.

Le trigger de Schmitt intérieur se compose des deux comparateurs A_1 et A_2 et du flip-flop A_3, de l'amplificateur A_4 et des trois résistances R intérieures au CI.

Les seuils V_H et V_L correspondent aux 2/3 et à 1/3 de la tension d'alimentation V+ qui peut être choisie entre 5 V et 16 V. Lorsque la tension au point 4 est au niveau haut, la sortie de ce trigger de Schmitt est validée.

La tension à la sortie 3 est déterminée par la tension d'entrée aux points 2 et 6 du trigger et celui-ci commence à osciller.

Dans ce cas la tension de sortie V_0 passe au niveau haut et la capacité de C se charge par l'intermédiaire de R_1 et R_2.

Lorsque la tension aux bornes de C devient proche de V_4, la tension de sortie du trigger de Schmitt est commutée, passant du niveau haut H au niveau bas L.

De ce fait, le condensateur C se décharge à travers R_2 et le transistor interne Q_0 dont le collecteur est relié au point 7.

La tension sur C descend au-dessous de V_L, ce trigger de Schmitt effectue la commutation ce qui porte V_0 au niveau haut.

A nouveau C commence à se charger et le cycle reprend comme précédemment.

L'entrée « RESET » au point 4 étant au niveau bas la sortie 3 est également à ce niveau, l'oscillation cesse et empêche le processus de charge et de décharge du condensateur.

A la **figure 2** on donne la forme des signaux correspondant au fonctionnement du montage de P.R.K. CHETTY.

En raison de l'effet inverseur du transistor Q_1 monté en émetteur commun, lorsque le signal de commande (A) est au

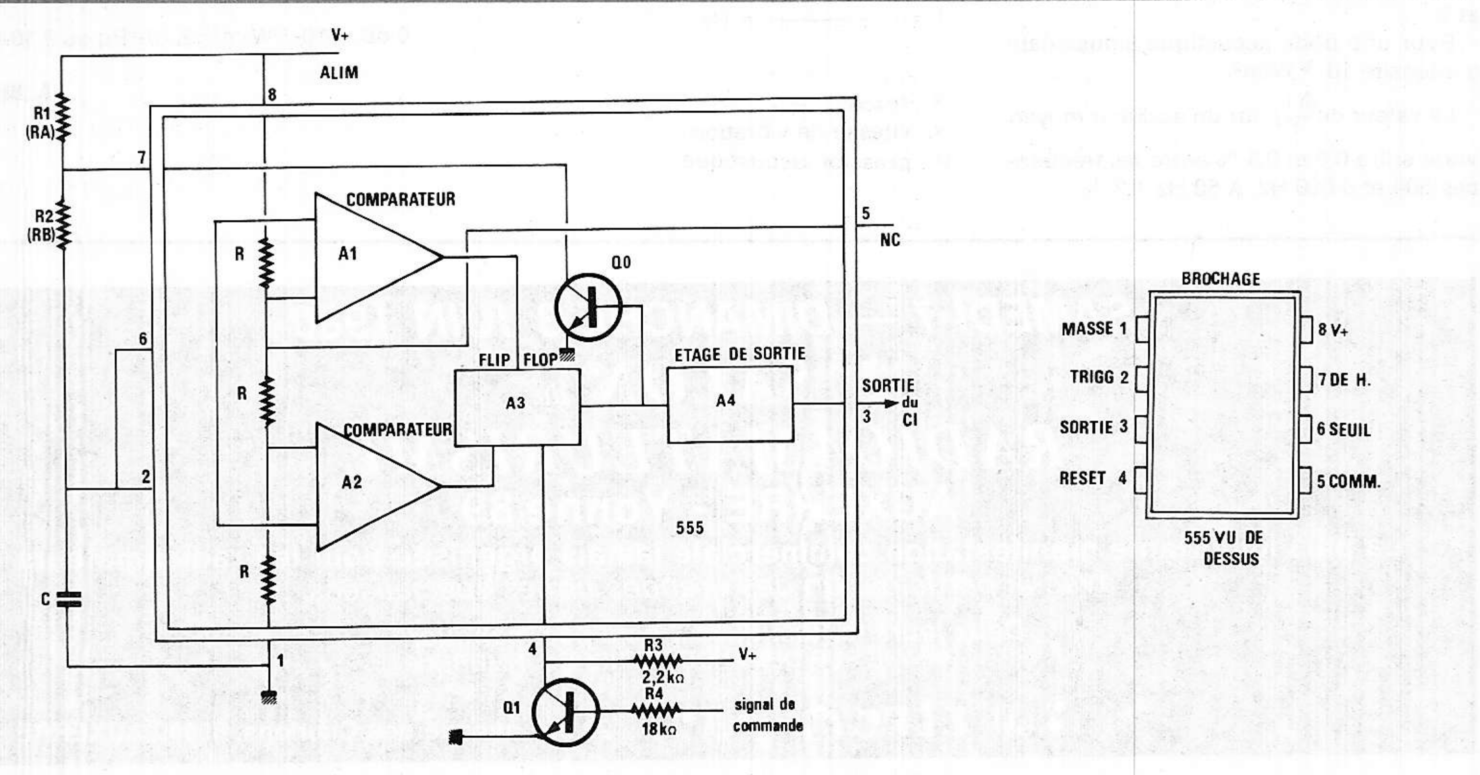


Figure 1

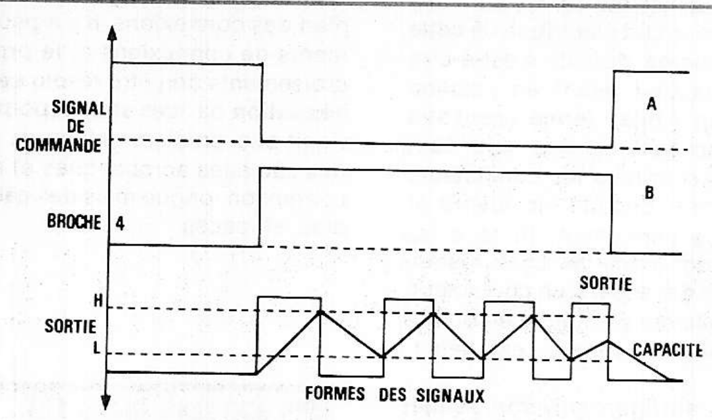


Figure 2

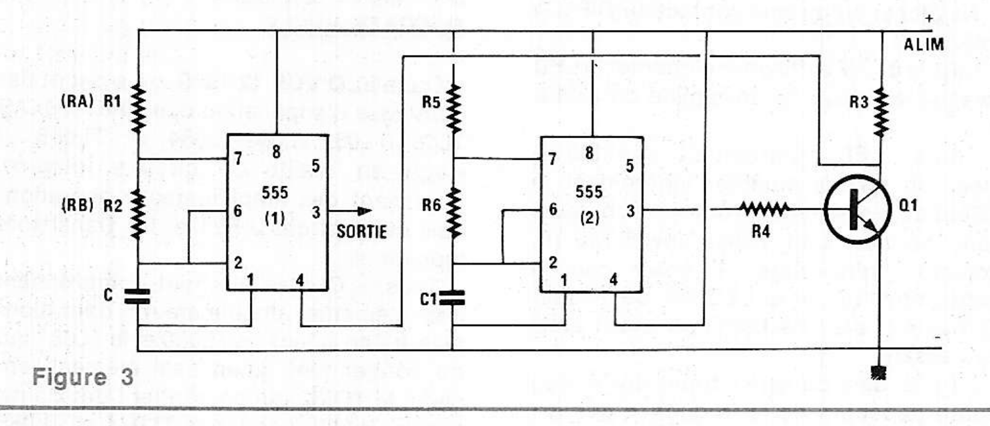


Figure 3

niveau haut, celui inversé sur le collecteur et au point 4 est au niveau bas (signal (B).

Par suite, comme il a été précisé plus haut, l'oscillation cesse.

Dès que le niveau du signal de commande (A) est bas celui au point 4 est haut et l'oscillation a lieu.

Ensuite, les niveaux se permutant à nouveau, l'oscillation cesse (signaux (C)).

En bas de la **figure 2** on remarquera que la tension triangulaire (ou presque) aux bornes de C oscille entre 0,33 V et 0,66 V, V étant la tension d'alimentation. L'amplitude de cette tension due à la charge et à la décharge de C est donc comprise entre V_H et V_L et égale à leur différence. La tension rectangulaire de sortie V_o est au point 3.

Comme addition aux possibilités de commande indiquées, par le point 4, séparé par l'élément de commande, le transistor Q_1 indiquons :

— la tension de commande peut avoir la forme rectangulaire comme la tension (A), avec des périodes plus longues que celles de la tension V_o.

Dans ce cas on pourra engendrer des trains d'impulsions (« burst » ou « salves ») utilisables dans de nombreuses applications telles que alarmes, appareils rythmeurs musicaux ou autres etc...

La fréquence du signal engendré par le 555, disponible au point 3, est donnée par la formule habituelle que nous reproduisons ci-après :

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_B)\,C} \text{ hertz}$$

où R_A est R_1, R_B est R_2. C en μF et les R en MΩ.

Le rapport cyclique est,

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

En ce qui concerne le signal de commande, il peut être produit par un autre 555 mais monté classiquement (4 réuni au 8) et par le transistor Q_1. Ce générateur donne un signal à la fréquence déterminée par la formule (1). Le rapport cyclique (formule 2) est de la plus haute importance car il détermine le rapport entre les périodes de salve et les périodes de silence.

Pour diverses applications on pourra rendre variables les résistances R_A (R_1) et R_B (R_2) dans les deux oscillateurs 555. Plus R_A et R_B sont élevées plus la fréquence sera basse qui dépend de la même manière de C.

Ce dernier peut aussi être associé à d'autres condensateurs de valeur différente, commutés.

Indiquons aussi que les seuils du trigger (V_L et V_H) peuvent être modifiés par une tension de commande appliquée au point 5.

En résumé, il s'agit d'un appareil simple pouvant donner des résultats appréciables dans de nombreuses applications, de toutes sortes.

EXEMPLE DE CALCUL

Calculons d'abord la fréquence du 555 de la **figure 1** avec R_1 = 50 kΩ (0,05 MΩ) R_2 = 100 kΩ (0,1 MΩ) et C = 1 nf (0,001 μF).

$$f = \frac{1{,}44}{0{,}250 \,.\, 0{,}001} = 5\,760$$

Le rapport cyclique est alors avec les R en kΩ.

$$D = \frac{50}{250} = 0{,}2$$

Pour un oscillateur extérieur de commande, adoptons, évidemment une fréquence inférieure à f. par exemple f/50.

Il suffira de prendre les mêmes valeurs pour R_1 et R_2 mais C sera 50 fois plus grand, soit C_1 = 50 nf et f_1 = 115, 2 Hz. Avec des résistances R_1 et R_2 variables, par exemple 100 KΩ, on fera varier aussi bien les fréquences f et f_1 que les rapports cycliques D et D_1.

R_1 pourra être également variable de manière à ramener D à une valeur désirée. Le type de Q_1 n'est pas indiqué mais un 2N2222 pourrait peut-être convenir.

A la **figure 3** on trouvera le schéma du montage composé de la partie proposée par l'auteur (voir **figure 1)** à laquelle nous avons ajouté le deuxième 555 monté en multivibrateur astable classique.

Entre les deux Q_1 sert de séparateur et d'inverseur. Les valeurs des éléments se calculent comme indiqué précédemment dans l'exemple numérique. On aura toujours R_3 = 2,2 kΩ et R_4 = 18 kΩ.

R_1, R_2, R_5 et R_6 pourront être variables ou ajustables et les condensateurs C et C_1 remplacés par plusieurs éléments commutables, par exemple 10 nF, 0,1 μF, 1 μF, 10 μF ou autres valeurs en ordre croissant selon une progression géométrique.

VERIFICATEUR DE COMMUTATEURS DIP, ECONOMIQUE

Dans **ELECTRONICS** VOL 52 n° 4 (février 1980), **STEPHENSTROM** de la Sté MOTOROLA (PHOENIX, ARIZONA) décrit un appareil d'essai des contacteurs, montés dans des boîtiers DIP analogues à ceux des circuits intégrés.

Sur la **figure 4**, le montage indiqué est celui d'un support de commutateur composé de huit interrupteurs dont les extrémités sont en face l'une de l'autre, l'une en haut et l'autre en bas, sur la figure.

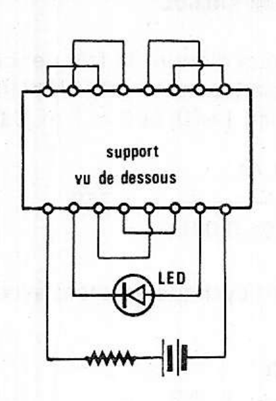


Figure 4

Chaque interrupteur peut être ouvert ou fermé, grâce à un dispositif approprié.

Dans ce support on insérera le contacteur correspondant fourni sous la forme d'un CI.

Le support est vu de dessous. En raison de la symétrie des connexions, le repère peut être à droite ou à gauche. Sur la **figure 5** on indique un montage plus important permettant l'essai des contacteurs montés dans des boîtiers DIP, à 8, 14 et 16 broches.

Aux supports on a associé une indicatrice de défauts, réalisée avec une LED, une résistance de 470 Ω et une pile de 9 V.

Des essais peuvent être effectués en petit ou grand nombre. Il serait prudent de monter, en série avec la pile de 9 V, un interrupteur (classique !) pour éviter son usure au cas où des interrupteurs du DIP seraient en plan et en position de contact.

Voici comment fonctionne l'appareil de STEPHENSTROM. Trois sortes de défauts peuvent se produire dans les assemblage de commutateurs (ou contacteurs) DIP (DUAL IN LINE).

1er Deux contacteurs voisins peuvent être en court-circuit entre eux.

2e Un contacteur peut être en position « fermé » (contact) mais en réalité il est « ouvert » (pas de contact).

3e Un contacteur peut être en position « ouvert » mais en réalité il est fermé.

Soit d'abord le dispositif de la **figure 4** qui, d'ailleurs est inclus dans celui, plus général de la figure suivante.

Ce dispositif peut être essayé. Pour les deux premiers défauts cités plus haut, d'une manière simultanée pour les 16 points terminaux des huit contacteurs, en détectant des combinaisons complexes des deux.

Pour commencer, on fixe l'ensemble DIP dans son support avec tous les contacteurs en position « fermé ». En raison des connexions extérieures, la diode électroluminescente (LED) s'éclairera, si chaque contacteur est bien en contact avec ses points terminaux et s'il n'y a pas de court-circuit entre des points terminaux adjacents. S'il y a un défaut, il sera décelé par la LED éteinte car il y aura une coupure dans le circuit électrique de cette diode. Le troisième défaut, c'est-à-dire lorsqu'un contacteur, étant en position « ouvert » est en réalité « fermé » peut être décelé en procédant comme suit. Tout d'abord, on placera tous les contacteurs en position fermé. Ensuite on ouvrira et fermera chaque contacteur. Si tous les contacteurs sont bons la LED restera éclairée. Si, lors de l'essai d'un contacteur, la LED reste éclairée bien que ce contacteur soit « ouvert », celui-ci est défectueux.

Le montage de la figure suivante, permet l'essai des DIP à 8, 14 et 16 broches.

Ne placer qu'un seul contacteur DIP à la fois.

La pile de 9 V suffit pour alimenter la LED lorsque celle-ci a la possibilité de s'allumer.

Toutes LED conviennent, éventuellement on pourra modifier légèrement le valeur de la résistance. Toutes les couleurs sont bonnes sauf celles invisibles (!), comme l'infra-rouge. A noter que la consommation de la LED est de 15 milliampères, avec l'échantillon ayant servi aux essais.

La pile, sera du type « transistor » et sa durée dépendra de la fréquence des essais.

support
support
support
LED
470 Ω
9V
SUPPORTS VUS DE DESSOUS

Figure 5

Le schéma de la **figure 5** est presque un plan des connexions. Il y a peu de croisements de connexions et le problème des croisements doit être résolu **sans aucune hésitation** par des straps (ponts) car il ne s'agit pas, en électronique de rechercher des câblages acrobatiques et astucieux à connexion longue mais des câblages simples, efficaces.

APPLICATIONS DES J FET. SIX AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Dans **ELO VOL 12 1979,** on a décrit des montages d'application des J FET TEXAS TL081/TL082/TL083/TL084 et TL085. Il s'agit en réalité de circuits intégrés, contenant des amplificateurs opérationnels utilisant des J FET et les transistors bipolaires.

Tous les CI cités plus haut, comprennent des éléments amplificateurs opérationnels. Il y en a deux, le TL080 et le TL081 qui ne contiennent qu.un seul élément, ensuite, le TL082 qui en contient deux ainsi que le TL083. Les types TL084 et TL085 sont constitués par quatre AOP. Tous ont des points accessibles deux entrées (INV et N INV) et sortie l'alimentation étant commune.

Les TL080, 081 et 082 sont montés en boîtiers 8 broches dual in line ou en boîtiers cylindriques 8 fils, mêmes branchements.

Les TL083 à 085 sont montés dans des boîtiers dual in line à 14 broches.

Voici à la **figure 6** le schéma intérieur d'un AOP (amplificateur opérationnel) inclus dans un de ces CI. Les variantes correspondent aux pointillés.

Les J FET (transistor à effet de champ à jonction) se distinguent par des caractéristiques remarquables : courant d'entrée max. 0,1 nA; courant d'entrée offset max 0,05 nA, courant par amplificateur 1,4 mA; vitesse de variation de tension, 12 V/μs (« slew-rate »).

Analogies avec les 741 et 308.

Voici à la **figure 7** un générateur d'impulsions qui peut fournir des signaux rectangulaires de 0,5 Hz (T = 2 s) avec les valeurs des éléments indiquées. On remarquera immédiatement le brochage du TL081 utilisé dans ce montage, identique à celui du 741, que nos lecteurs connaissent bien.

Nous donnons, d'ailleurs, à la **figure 8,** en (A) le branchement du TL080 AC en boîtier rectangulaire 8 broches et, en B de la même figure, le branchement, en boîtier cylindrique 8 fils, du TL080 C.

Revenons au schéma. Il n'y a pas contre-réaction par R_F de 100 kΩ, R_1 de 3,3 kΩ et C

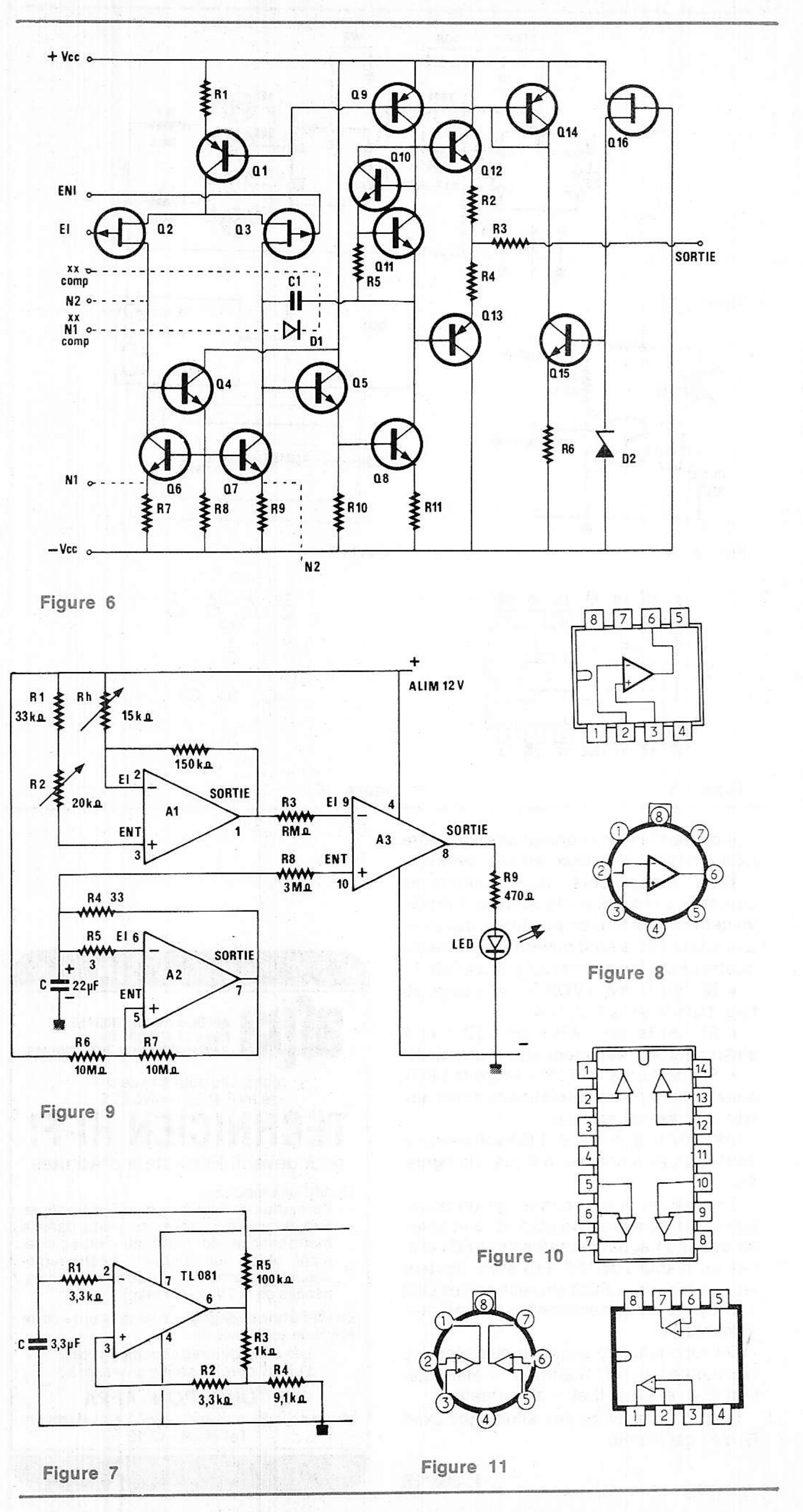


Figure 6

Figure 9

Figure 8

Figure 10

Figure 7

Figure 11

de 3,3 µF entre la sortie 6 et l'entrée inverseuse 2 du CI mais réaction, produisant l'oscillation entre la sortie 6 et l'entrée non inverseuse 3, par R_2 de 3,3 kΩ, R_3 de 100 kΩ, R_4 de 9,1 kΩ.

Pour modifier la fréquence, modifier les valeurs de R_1 et C_1. La fréquence sera d'autant plus élevée que le produit R_1 et C_1 sera faible. Alimentation sur une seule source de 15 V. Voici à la **figure 9,** le schéma d'un montage indicateur de température, utilisable dans les réfrigérateurs.

Avec le potentiomètre, monté en résistance variable, R_2 de 20 kΩ on réglera l'allumage de la LED qui commencera à la température de 0° C.

A la température de + 2° C la LED commencera à clignoter. Le clignotement cessera vers 0°C.

Le montage proposé utilise une thermistance de 15 kΩ R_H et trois éléments du circuit intégré TL084 qui en possède quatre comme indiqué à la **figure 10.**

On pourrait choisir les éléments 1, 2 et 3. L'alimentation se fait sur 12 V sur source positive unique avec - à la masse.

L'examen du schéma montre que A_1 est un amplificateur dont le gain dépend de la valeur de la thermistance R_H de 15 kΩ.

La tension continue variable de sortie, point 1, est transmise à l'entrée inverseuse de A_3, point 9.

D'autre part, A_2 est un oscillateur dont la fréquence dépend de C_1, R_5 et R_4. L'oscillation est produite par la réaction positive produite par R_7 entre la sortie 7 et l'entrée non inverseuse 5. A noter que cet oscillateur est monté comme celui décrit plus haut. Son signal, à TBF est transmis par R_8 à l'entrée non inverseuse de A_3, point 10.

La LED est insérée dans le circuit de sortie et montée en série avec R_3 de 470 Ω.

Cette LED devra être placée près de la résistance R_2 et être visible pour l'utilisateur.

Revenons aux boîtiers.

Dans le cas de ceux de la **figure 8,** on dispose, en plus des broches indiquées sur le schéma, des suivantes : 1 = OFFSET; 4 = masse, 5 = Offset, 7 = V+, 8 = compensation.

A la **figure 10,** en plus des branchements indiqués sur le schéma de l'indicateur **(figure 9),** précisons que les broches de l'élément 4 sont : 14 = sortie, 13 = entrée inverseuse, 12 = entrée non inverseuse.

Voici à la **figure 11** les brochages des TL082AC et TL082C. L'alimentation + est au point 8, - au point 4 (masse).

Les brochages A et B sont à branchement identique.

Sur tous les boîtiers, les trois points principaux sont : += entrée non inverseuse, - = entrée inverseuse, S = sortie (au sommet du triangle).

Les brochages des autres CI mentionnés sont analogues à ceux que nous venons d'indiquer.

Pour plus de détails voir documentation TEXAS INSTRUMENTS, MANUEL CI « LINEAIRES », dans lequel on trouvera aussi les caractéristiques détaillées des CI mentionnés.

Dans les boîtiers cylindriques, la broche de masse est reliée au boîtier métallique.

LES CLIGNOTANTS

Nous lisons dans **FUNKSCHAU CAHIER 3 ANNEE 80,** proposé par **JOACHIM ECKERT,** une description de montage optoélectronique qui peut être aussi bien un gadget qu'un appareil aux applications les plus utiles.

Cet appareil peut être divisé en deux parties : un flip-flop et un oscillateur TBF, auxquelles il faut ajouter une alimentation de 5 V, assez précise.

Le flip-flop est représenté à la **figure 12.** Il reçoit les impulsions d'horloge de l'oscillateur de la **figure 13,** par le point T. A la **figure 14** on a représenté l'alimentation de 5 V reliée aux deux autres parties de l'appareil.

L'oscillateur est réalisé avec un UJT (transistor unijonction) du type 2 N2646. La fréquence F1 est déterminée par le produit $(R_1 + R_2) C_1$ et lui est inversement proportionnelle. Dans la présente application f_1 doit être très basse.

On a,

$T_1 = (R_1 + R_2) C_1 = 0{,}265.10 = 2{,}65$ s

lorsque R_1 est au maximum de 0,25 $M\Omega$ et

$T_1 (R_1 + R_2) C_1 = 0{,}015.10 = 0{,}15$ s

lorsque $R_1 = 0$.

La fréquence est **approximativement** égale à $1/RC$ (et non $1/2\pi RC$) ce qui donne

$F_{max} = 6{,}66$ Hz

$f_{min} = 0{,}37$ Hz

Des périodes plus grandes pourront être obtenues en augmentant $C = C_1$ par exemple $C_1 = 20\ \mu F$, ce qui donnera la période maximum de 5,3 s ($f_{min} = 0{,}74$ Hz) et la période minimum de 0,3 s ($f = 3{,}33$ Hz). Rien ne s'oppose à ce que l'on monte un commutateur à plusieurs positions, avec des capacités différentes, par exemple 50 μF, 20 μF, 10 μF, 5 μFn 2 μF, 1 μF etc....

La sortie de l'oscillateur est au point T qui est la base 2 B_2 de l'UJT. Cette sortie sera reliée au point d'entrée du flip-flop, désigné également par T (voir **figure 12).** On a utilisé dans ce dernier un circuit intégré TTL, du type 473. Le CI contient deux flip-flop comme on peut le voir à la **figure 14.**

Le point T est la réunion des points 1, 3 et 14 du premier flip-flop (1) du 473. Il y a deux sorties, l'une au point 9 (Q) du deuxième flip-flop et l'autre au point 8 (Q) du même flip-flop.

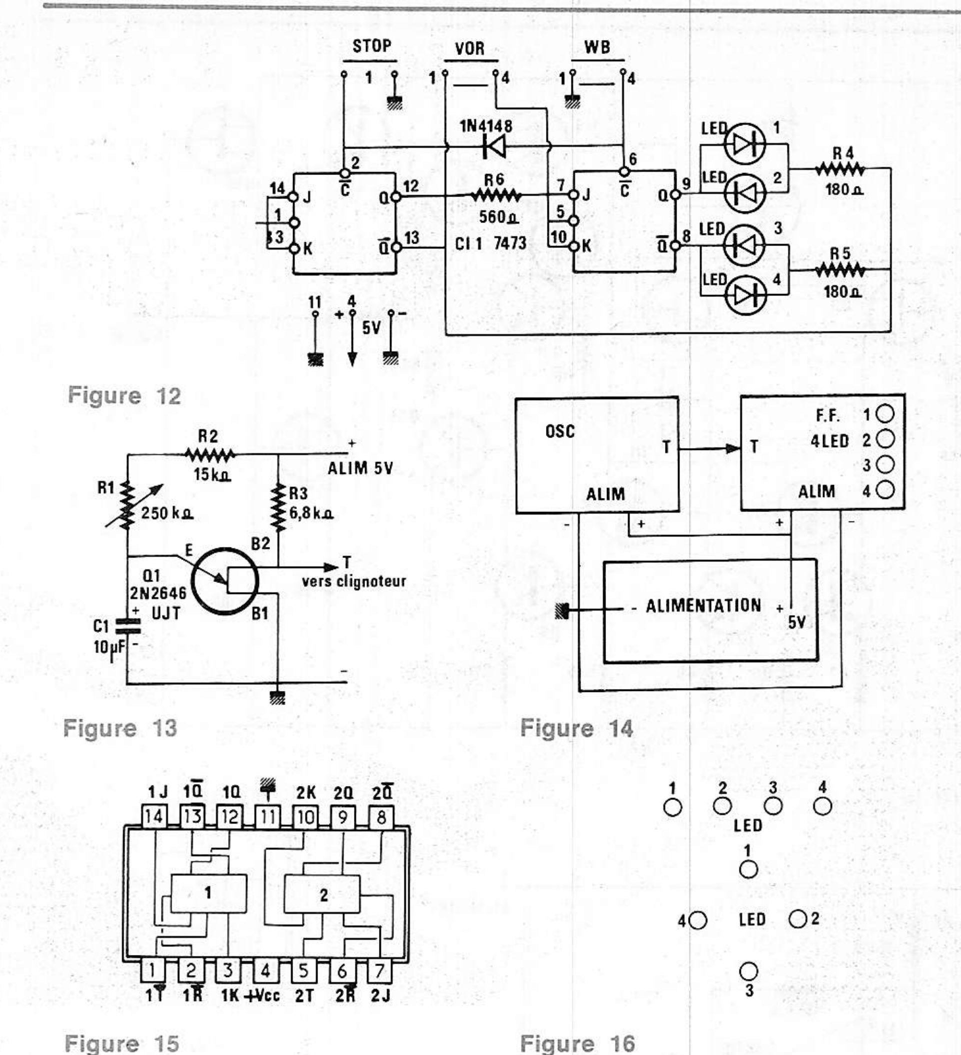


Figure 12

Figure 13

Figure 14

Figure 15

Figure 16

A ces sorties sont connectées les quatre LED montées, par deux, en tête-bêche.

Trois contacteurs sont connectés comme représenté sur le schéma. Primitivement ils sont tous en position « ouvert ». Les contacteurs sont ouverts, on verra les quatre LED s'allumer dans l'ordre 4, 3, 2, 1.

- Si l'on ferme « VOR », l'allumage se fera dans le sens 1, 2, 3, 4.
- Si l'on ferme « WB » les LED 1 et 4 s'allument et s'éteignent alternativement.
- Si l'on ferme « STOP » la seule LED1 restera allumée en permanence et les autres LED seront éteintes.

On pourra disposer les LED soit en ligne soit en anneau comme indiqué à la **figure 16.**

Ensuite, on pourra connecter un poussoir « WB » entre les points 2 et 13 et obtenir des allumages alternatifs des LED1 et 3. Les résistances de 180 Ω R_4 et R_5, limitent les courant des LEDet empêchent les LED d'être polarisée directement par le point + alimentation.

On recommande aussi de disposer des résistances de 560 Ω entre le + alimentation et 2, et entre 6 et + alimentation.

Régler la cadence des allumages avec R_1 de l'oscillateur.

F. JUSTER

être le N° 1 du kit

c'est déjà une performance

HEATH Cie, Usine mère
Michigan U.S.A.

demeurer le N° 1 du kit

c'est alors une consécration

HEATHKIT détient ce record mondial depuis plus de vingt ans, et doit cette réussite à une politique délibérée qui ne s'est jamais démentie au fil des années, à savoir :

◐ Une technicité d'avant-garde, toujours des nouveautés ◐ Une qualité de finition sans égale des produits, jusque dans les moindres détails ◐ Une documentation de montage claire, abondante, explicite ◐ Une assistance technique à laquelle tout client peut faire appel (par téléphone, par lettre, ou sur place), s'il rencontre la moindre difficulté ◐ Une assurance succès qui garantit à tout acquéreur ayant présumé de ses capacités, la mise au point du montage qu'il a tenté de réaliser seul.

Tous ces avantages, qui protègent totalement le néophyte comme l'amateur averti, sont expliqués en détail dans le catalogue **HEATHKIT.** Une édition nouvelle de ce catalogue parait tous les 3 mois ; il contient plus de 150 kits, dont régulièrement des nouveautés, et offre une présentation moderne des articles, avec références, caractéristiques détaillées, prix, etc... DEMANDEZ-LE !

Vous avez la possibilté de toucher, apprécier le matériel, compulser les manuels d'assemblage, poser toutes questions à un ami technicien, en vous rendant à l'un des centres...



et services HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS 75006, 84, Bd Saint-Michel, téléphone (1) 326.18.91
LYON 69003, 204, rue Vendôme, téléphone (78) 62.03.13
AIX en PROVENCE, 26, rue Georges Claude, 13290 Les Milles
téléphone (42) 26.71.33

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie, 75013 PARIS, tél. 588.25.81

BELGIQUE : Heathkit, 737/B7 Chaussée d'Alsemberg,
1180 BRUXELLES, téléphone 344.27.32.

☐ **Je désire recevoir votre dernier catalogue "1980"**

Je joins 2 timbres à 1,30 franc pour participation aux frais.

Nom ____________________

N° ________ Rue ____________________

Code postal ________ Ville ____________________

R.P 05-80

Appareils de labo:

MINI - FICHES TECHNIQUES

SINCLAIR : multimètre DM 450

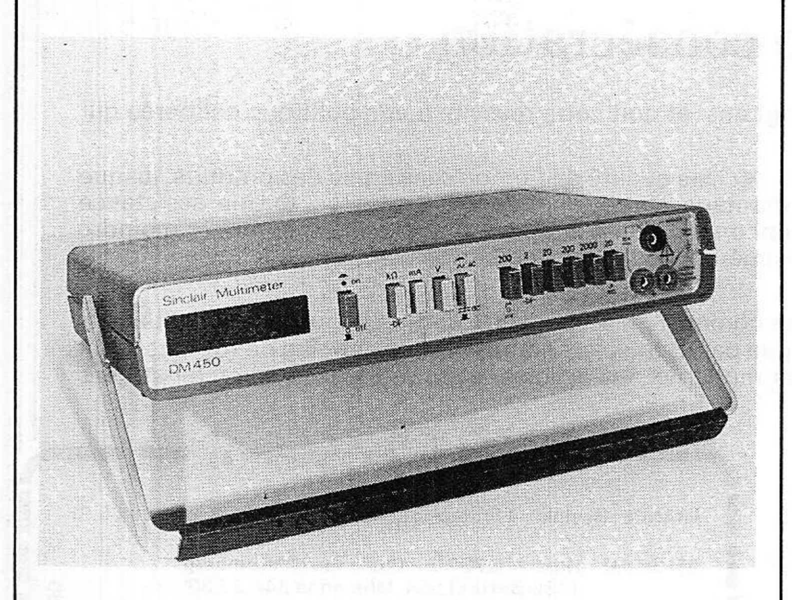
Caractéristiques :

- Mesure des tensions (continues et alternatives) de 200 mV à 1 200 V à pleine échelle (750 V seulement en alternatif).
- Mesure des intensités (continues et alternatives) de 2 μA à 2A à pleine échelle.
- Mesure des résistances de 200 Ω à 200 MΩ à pleine échelle.
- Affichage sur 4 1/2 digits (20 000 points de mesure).

Nos impressions :

Avec ses 20 000 points de mesure, le multimètre DM 450 accède à la précision des appareils de laboratoire, tout en demeurant résolument dans la classe des portables. La présentation, très sobre, rend l'utilisation extrêmement simple.

Distributeur : TEKELEC



SINCLAIR : oscilloscope portatif SC 110

Caractéristiques :

- Bande passante du continu à 10 MHz (à ± 3 d B).
- Sensibilité maximale : 10 mV/division.
- Base de temps déclenchée de 100 ns/div. à 500 ms/div.
- Entrée horizontale : bande passante du continu à 2 MHz (à ± 6 dB).
- Alimentation par piles, accumulateurs Cd Ni, ou adaptateur secteur.
- Affichage sur tube cathodique de 36 mm x 26 mm.

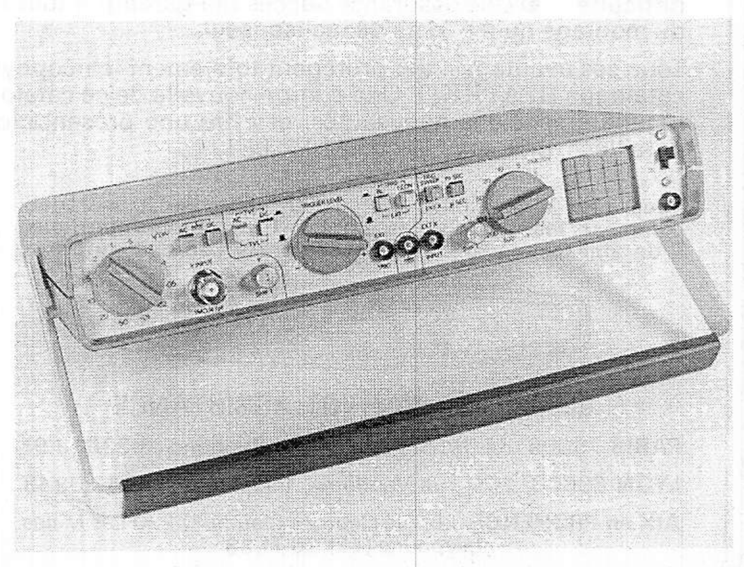
Nos impressions :

L'oscilloscope SC 110 se caractérise par une miniaturisation extrêmement poussée (on le loge facilement dans un porte-documents), qui ne nuit en rien à ses performances. L'utilisation de l'excellent tube D5 - 100 W procure, malgré les faibles dimensions de l'écran, un bon confort de lecture.

Remarques :

Les établissements SINCLAIR se font une spécialité des appareils de petites dimensions : avec le fréquencemètre PDM 200 et le multimètre PDM 35, l'électronicien dispose d'un début de laboratoire sous très faible volume.

Distributeur : TEKELEC



CONTINENTAL SPECIALTIES CORPORATION.
Fréquencemètre MAX 550

Caractéristiques :

- Fréquences mesurables : de 30 kHz à 550 MHz, en deux gammes (30 kHz à 50 MHz, puis 20 MHz à 550 MHz).
- Résolution : 100 Hz sur la première gamme, et 1 kHz sur la deuxième.
- Impédance d'entrée : 1 000 Ω sur la première gamme, et 50 Ω sur la deuxième.
- Sensibilité : de 30 mV à 250 mv efficaces, selon les gammes.
- Affichage sur 6 digits électroluminescents.

Nos impressions :

Malgré une présentation un peu sévère (boîtier entièrement noir), le fréquencemètre MAX 550 séduira, par son étendue de mesures, tous les électroniciens appelés à travailler en VHF.

Remarques :

L'alimentation est possible sur une petite pile interne de 9 V : mais celle-ci n'offre qu'une autonomie de quelques heures, et on utilisera avantageusement le bloc secteur livré en option, chaque fois que possible.

Distributeur : GRADCO FRANCE.



EIRELEC : thermomètre à affichage digital

Caractéristiques :

- Mesure des températures en deux gammes : de - 65° C à + 1150° C (avec une précision de 1° C), et de - 65° C à + 199,9° C (avec une précision de 0,1° C).
- Affichage par cristaux liquides.
- Sondes à thermocouple de différentes formes et dimensions. Les constantes de temps dépendent de la sonde utilisée, et s'échelonnent de 0,3 s à 3,5 s.

Nos impressions :

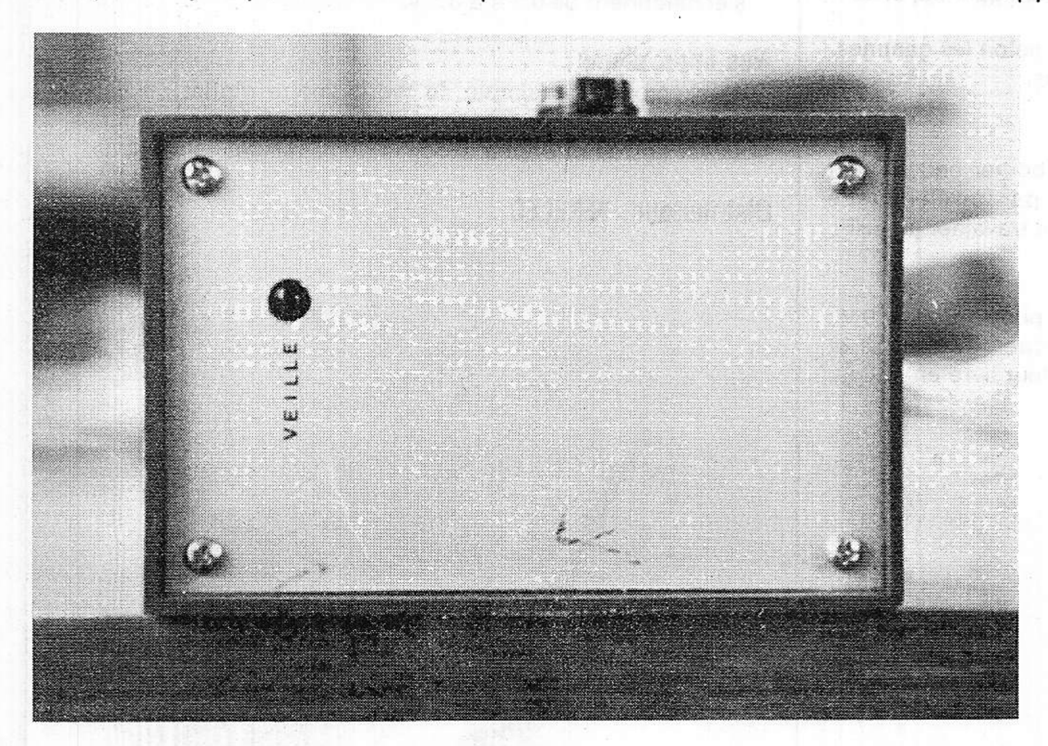
D'un emploi très simple, le thermomètre digital EIRELEC, grâce à son étendue de mesures, et à ses diverses sondes, trouvera des applications dans les domaines les plus variés.

Distributeur : TEKELEC



Le montage qui va être décrit a pour but de mettre en route une pompe électrique lorsque l'eau atteint le niveau donné, une petite modification permet d'obtenir l'effet inverse, c'est-à-dire que la pompe est mise en route lorsqu'il n'y a plus d'eau. On peut facilement entrevoir les utilités d'un tel système, vidanger un local en cas d'inondation (cave), compléter le niveau d'une pièce, d'un aquarium, d'une réserve d'eau...

Nous allons donc fixer le cahier des charges de notre appareil.



AUTOMATISME pour pompe à eau

I - CAHIER DES CHARGES :

Tout d'abord, l'appareil doit mettre en route la pompe dès qu'un niveau est atteint.

Dès que le niveau de l'eau est descendu en dessous des capteurs, la pompe doit encore fonctionner pendant 40 s. à 3 minutes. Ce procédé évite de voir la pompe fonctionner par intermittence **(figures 1 et 2).**

La temporisation est d'autant plus intéressante que le réservoir, canalisant l'eau, est petit.

La pompe, ayant une puissance de 700 à 800 W, doit être commandée par un triac, afin d'assurer la plus grande fiabilité possible du montage.

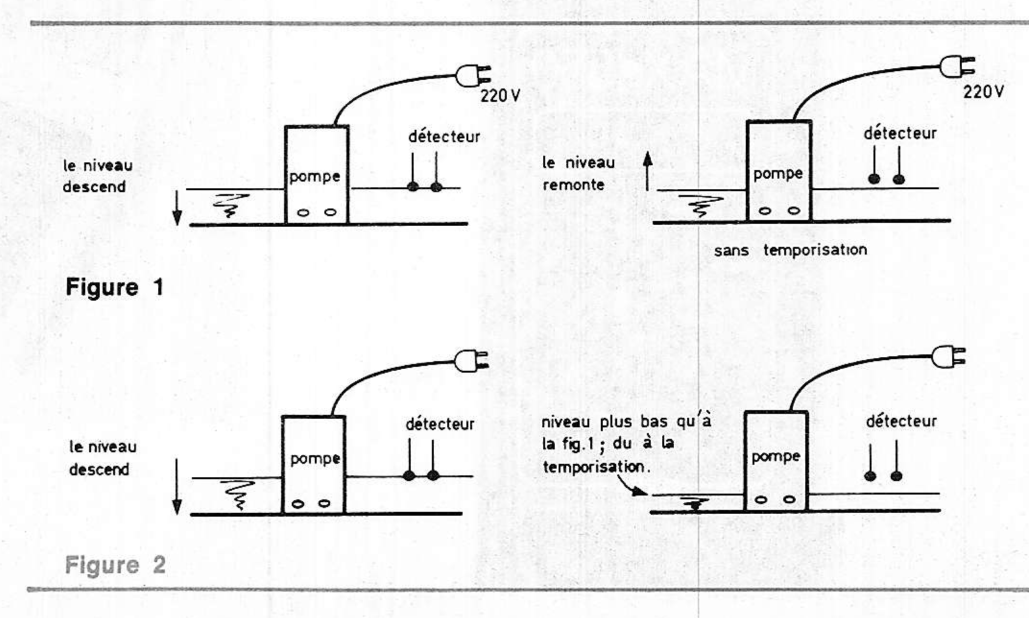


Figure 1

Figure 2

Par contre, les 2 électrodes du détecteur doivent être isolées du secteur. Car, lorsque les détecteurs touchent l'eau à pomper, ils sont reliés à la terre, et le disjoncteur de la maison ne manquerait pas de sauter si l'une des 2 bornes du secteur était reliée au détecteur.

Il faut donc commander le triac à l'aide d'un photocoupleur.

Et enfin, un voyant témoin doit être allumé en l'absence d'eau et s'éteindre dès que l'eau a atteint le niveau donné.

II - DESCRIPTION DU SCHEMA THEORIQUE :

La **figure 3** donne le schéma de l'ensemble. Un détecteur, constitué de 2 électrodes, met l'entrée d'un inverseur à l'état zéro lorsque l'eau le touche.

Ce qui a pour conséquence de charger une capacité C_3 par l'intermédiaire de D_1. La capacité C_3 étant chargée ; le témoin D_2 s'éteint et la diode D_3 s'allume pour éclairer un phototransistor T_1.

Ce phototransistor, à l'aide de T_2, enclenche un triac qui met la pompe en marche.

Lorsque l'eau n'est plus en présence du détecteur, le témoin D_2 se rallume et le témoin D_3 reste allumé tant que le condensateur C_3 ne s'est pas déchargé à travers D_1 (en courant inverse).

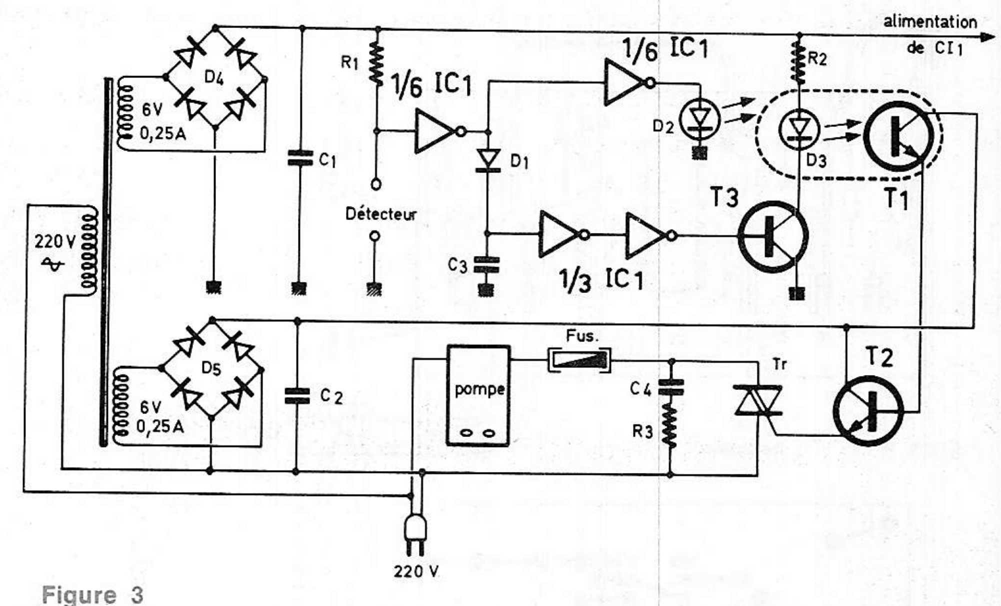


Figure 3

Avec ce procédé, la temporisation peut atteindre 3 minutes, ce qui est suffisant dans notre cas.

On peut remarquer que 2 secondaires alimentent le détecteur et le triac séparément afin d'isoler le détecteur du secteur.

La capacité C_4 et la résistance R_3 limitent le dV/dt qui pourrait être trop important à cause d'une charge selfique (ce qui est souvent le cas des moteurs électriques).

III - REALISATION PRATIQUE :

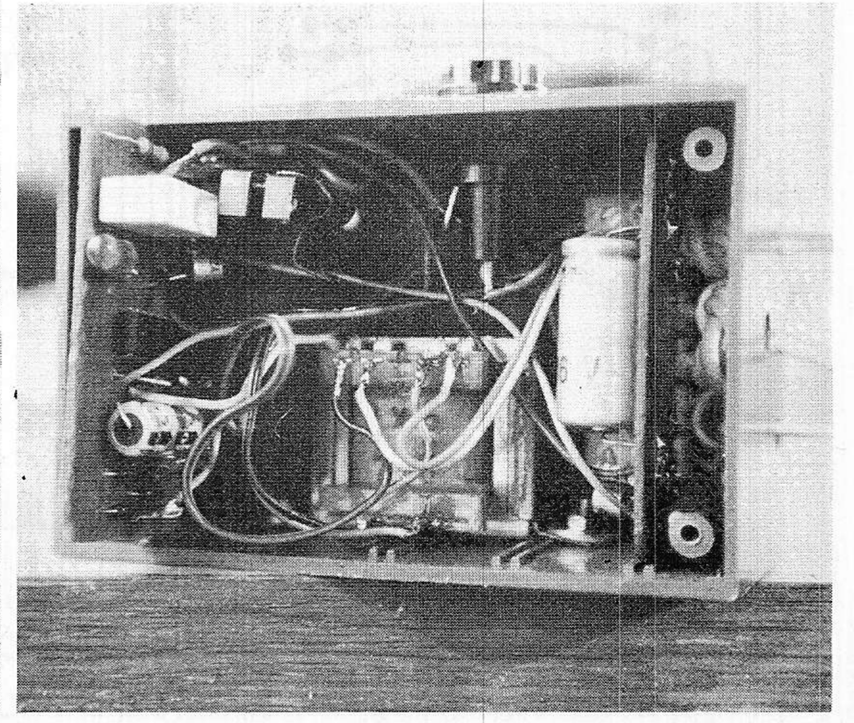
Comme le montrent les photos, l'ensemble est monté dans un coffret Teko en plastique de reférence P_2.

On utilise les glissières du coffret pour maintenir en place les 2 circuits imprimés.

1) Vue du premier circuit supportant la logique.

2) Le circuit imprimé de commande du Triac.

3) L'ensemble est logé dans un coffret P2 Teko.



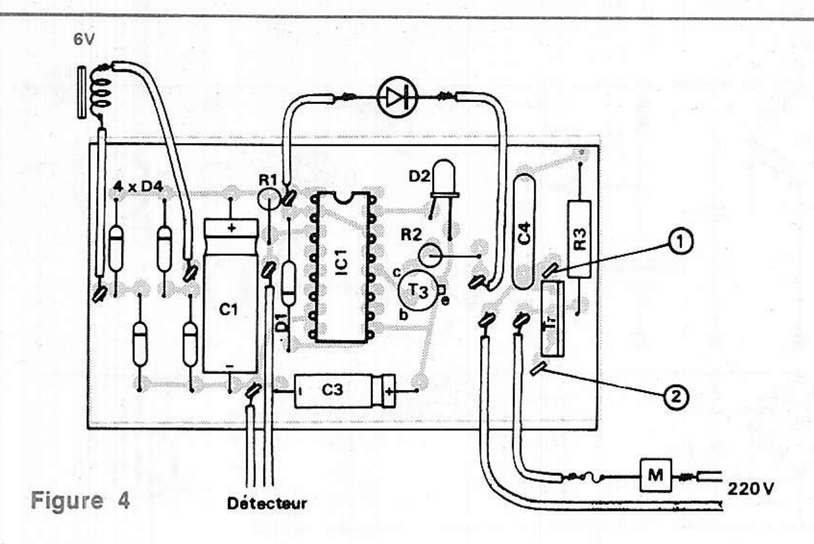
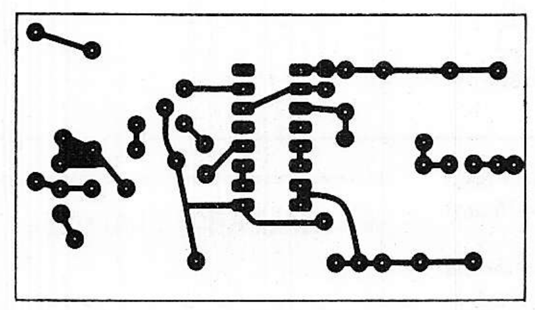


Figure 4


Figure 5

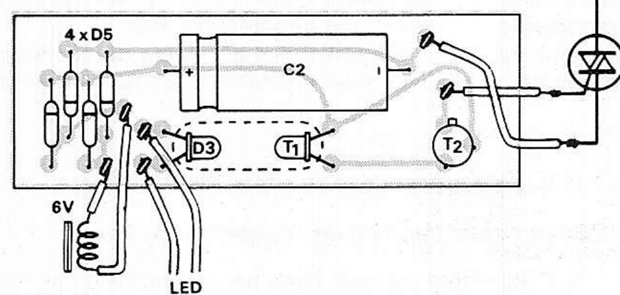
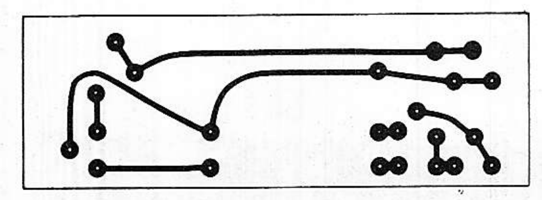


Figure 6


Figure 7

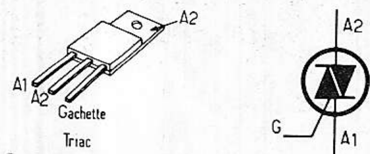


Figure 8

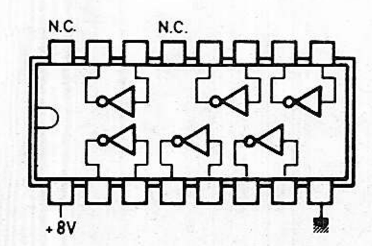
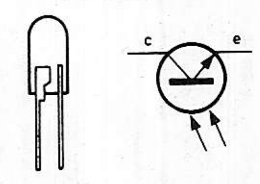


Figure 9



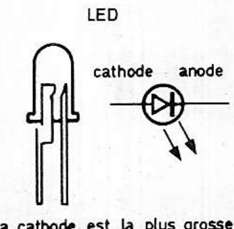


Figure 10

Les **figures 4 et 5** donnent l'implantation des composants et le circuit imprimé de la partie principale du montage. Si la charge à commander a une puissance supérieure à 100 W, il faut fixer un radiateur sur le triac sous peine de le griller.

Les **figures 6 et 7** représentent le 2e circuit imprimé qui supporte le photo-coupleur et la commande du triac. La **figure 8** donne le brochage du triac.

La **figure 9** donne le brochage du circuit intégré CD 4049 employé dans le montage.

La **figure 10** donne le brochage des led rouges de ∅5 mm et du phototransistor T_1 qui est un BPW22 de RTC. Mais tout autre phototransistor au silicium conviendrait dans notre application.

IV - CONCLUSION :

Voici un montage utilisant les circuits intégrés C-MOS d'une façon inhabituelle et qui rendra un grand service à ses utilisateurs.

Ph. ARNOULD

Nomenclature

Résistances :
R_1 : 1 MΩ 1/4 W
R_2 : 220 Ω 1/4 W
R_3 : 1 kΩ 1/2 W

Diodes :
D_1 : 0,5 A 50 V
D_2 : LED ∅ 5 mm
D_3 : LED ∅ 5 mm rouge
D_4 : 0,5 A 50 V
D_5 : 0,5 A 50 V

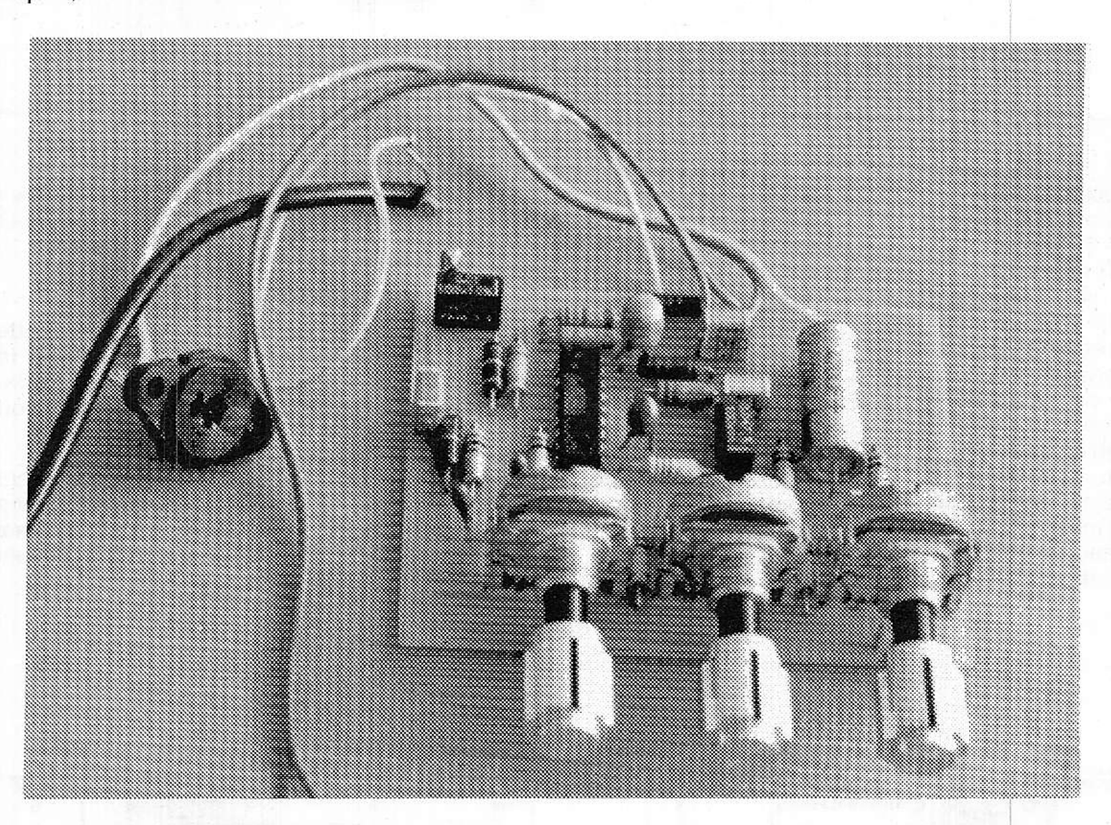
Condensateurs :
C_1 : 100 µF 16 V
C_2 : 1000 µF 16 V
C_3 : 10 µF 10 V
C_4 : 0,1 µF 400 V

Circuit intégré :
- CD 4049 (6 inverseurs buffer).

Transistors :
T_1 : BPW 22
T_2 : BC 109 C
T_3 : BC 108 A, B ou C
T_r : Triac : TXAL 228 de la SSC

Divers :
— fusible 4 à 5 A
— transformateur 2 x 6 V (3 VA) ou 0,25 A
— cordon + prises secteur
— boîtier Teko plastique (P2)
— radiateur Triac

Nous vous avons présenté dans le n° 389 d'avril 80 le circuit LM389 de National Semiconductor, celui-ci regroupe dans une seul boîtier trois transistors indépendants, et un ampli BF de puissance modeste mais pouvant convenir pour certaines applications où l'on ne recherche ni la qualité HIFI ni une grande puissance d'écoute.
Les deux applications précédentes constituaient l'étude d'un ampli-préampli pour mécanique de magnéto cassette et d'une sirène.
Nous vous proposons aujourd'hui un amplificateur pour tourne-disques à tête céramique, avec contrôle de tonalité.



AMPLI CORRECTEUR pour tête céramique

I) LE SCHEMA

Pour une réponse correcte en fréquence (particulièrement en basse fréquence, vers le bas du spectre BF), les cellules céramiques demandent une impédance de charge élevée. A cet effet, un transistor du LM389 est monté en collecteur commun (émetteur follower) pour obtenir une impédance d'entrée convenable, impédance de charge de la cellule. Le signal est appliqué à la base du transistor à travers un condensateur de couplage C1-10 nF et une résistance de valeur élevée R1.750 kΩ. Il est récupéré par le condensateur C3-1 µF sur un diviseur de tension R4-10 kΩ et R5-2 kΩ chargeant l'émetteur, pour être transmis au correcteur de tonalité.

Ce correcteur de tonalité actif à un taux de distorsion très faible, cela étant dû à son insertion dans la boucle de contre réaction négative de l'amplificateur réalisé avec deux transistors du LM 389 montés en Darlington. Sans entrer dans des calculs complexes expliquant le fonctionnement de ce correcteur, disons que pour la section des « Graves », il y amplification lorsque le curseur de P1 se déplace vers R6 et atténuation lorsqu'il se déplace par contre vers R7.

Il en est de même pour les fréquences élevées « Aigus », l'amplification est obtenue par un déplacement du curseur de P2 vers C6 et une atténuation par un déplacement du curseur vers C7. Le condensateur C10 transmet la modulation au potentiomètre de volume, le curseur de celui-ci étant relié à l'entrée de l'amplificateur de puissance du LM389, entrée non inverseuse broche 16.

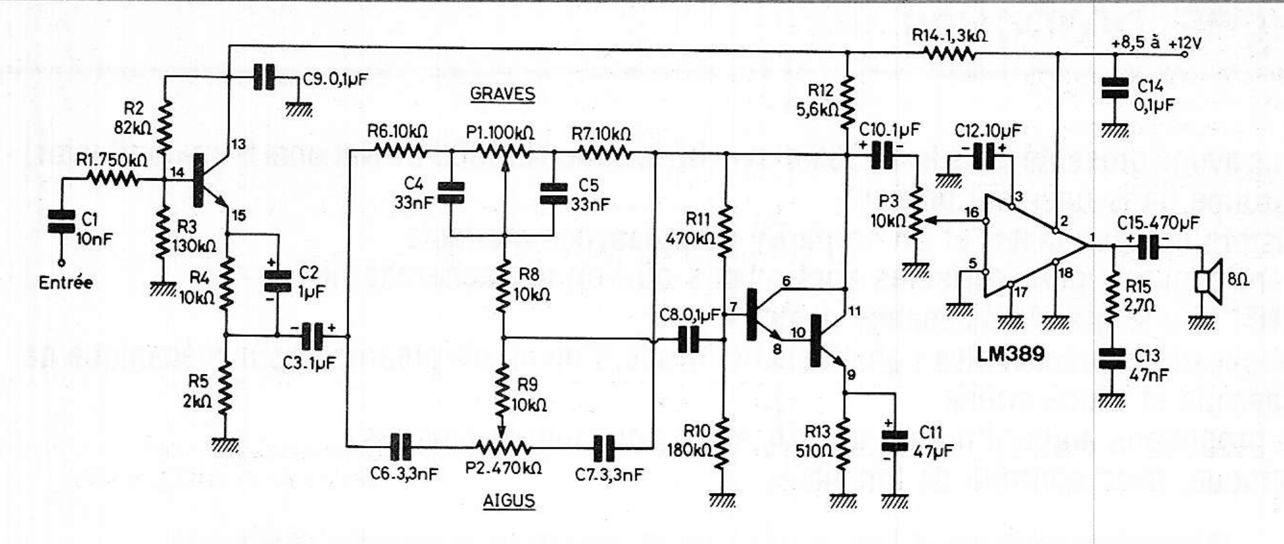


Figure 1

Avec une tension d'alimentation de + 12 volts, on obtient aux bornes d'une charge de 8 Ω un signal de 7 Vcc, soit une puissance efficace de 780 mW environ à une fréquence de 1 kHz. Avec une tension d'alimentation de + 8,5 volts, le signal atteind 6 Vcc avant écrêtage ce qui donne environ 570 mWeff. Dans ce deuxième cas, la sensibilité d'entrée est de 3,25 Veff. Le signal appliqué à la broche 14 est de 150 mVeff et c'est 142 mVeff qu'applique C3 - 1 µF au correcteur de tonalité, le potentiomètre de volume P3 reçoit alors à ses bornes un signal de 120 mVeff qu'il dose et applique à l'amplificateur de puissance.

La tension d'alimentation est découplée par un condensateur C14- 0,1 µF et est appliquée à la section de puissance, tandis qu'une cellule RC est intercalée pour alimenter les trois transistors.

De + 8,5 volts, cette tension d'alimentation descend à 7,5 volts après R14-1,3 KΩ.

Ce module peut servir bien entendu à d'autres applications que pour une cellule céramique équipant un tourne-disque, on peut s'en servir comme ampli/casque, comme ampli de radio... La sensibilité d'entrée peut alors être modifiée en diminuant la valeur de R1-750 kΩ, voire même en la supprimant. Pour une valeur nulle de R1, cette sensibilité d'entrée est de 126 mVeff.

II) LE MODULE ELECTRONIQUE

A) Le circuit imprimé

L'implantation de cette plaquette imprimée est proposée à la **figure 2,** bien entendu **à l'échelle 1** afin d'en faciliter la reproduction quel que soit le procédé mis en œuvre.

Les dimensions du circuit sont réduites : 87 x 70 mm, on travaillera de préférence avec du verre époxy, matière beaucoup plus résistante que la bakélite.

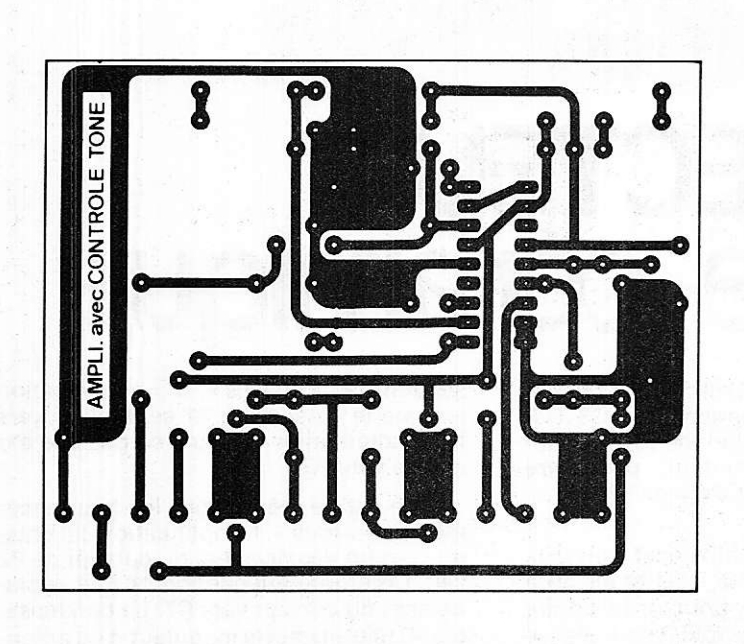


Figure 2

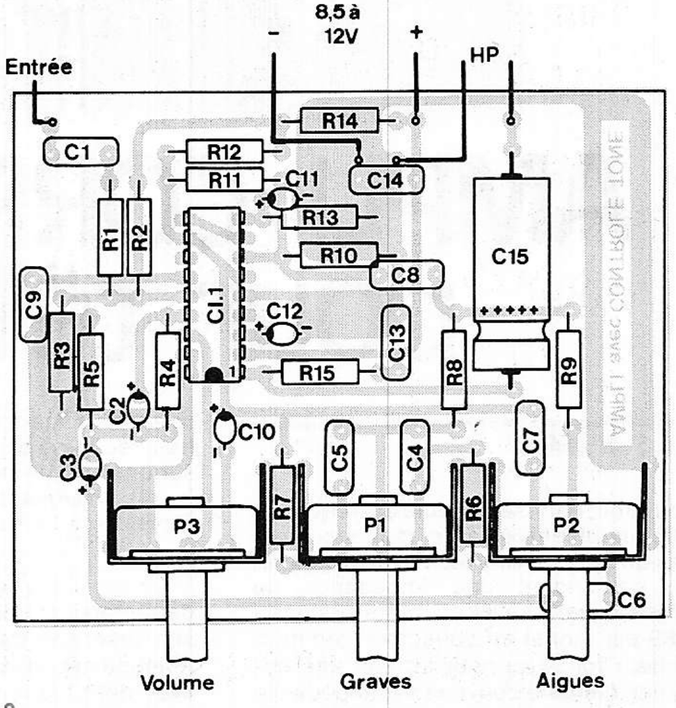


Figure 3

B) Câblage du module

Il s'effectuera avec l'aide de la **figure 3** et de la nomenclature des composants. Sur le plan de câblage tous les composants sont repérés par leur symbole électrique, ce qui permet de présenter une figure plus aérée.

Les condensateurs polarisés, à l'exception de C15 sont des « Tantale goutte » que l'on peut bien entendu remplacer par des électrochimiques ordinaires à sorties radiales.

Les potentiomètres se fixent directement sur le circuit imprimé, ce qui supprime tout risque d'erreur dans les interconnexions.

Ne pas trop surchauffer le circuit intégré LM 389, si on ne sent pas trop sûr de soi il est préférable de le monter sur un support.

La modulation est appliquée par un câble blindé, la tresse de masse étant reliée au (-) de l'alimentation.

La tension d'alimentation peut varier de 8,5 volts à 12 volts maximum. Nos essais ont été effectués à partir d'une source de + 8,5 volts, ce qui évite de trop pousser le LM389 (National Semiconductor donne une valeur typique de 9 volts pour ce composant).

Ne pas oublier que le LM389 ne possède pas de protection en sortie.

L'impédance du haut-parleur peut être de 8 Ω ou de 16 Ω. Pour une impédance de charge de 4 Ω, descendre la tension d'alimentation à + 6 volts.

Ce module donne toutes satisfactions dès la mise sous tension. On constatera la grande efficacité du correcteur de tonalité, notamment pour le réglage des « Aigus ».

D. B

C) Nomenclature des composants

Résistances à couche ± 5 . - 1/2 W

R1 - 750 KΩ
R2 - 82 kΩ
R3 - 130 kΩ
R4 - 10 kΩ
R5 - 2 kΩ
R6 - 10 kΩ
R7 - 10 kΩ
R8 - 10 kΩ
R9 - 10 kΩ
R10 - 180 kΩ
R11 - 470 kΩ
R12 - 5,6 kΩ
R13 - 510 Ω
R14 - 1,3 kΩ
R15 - 2,7 Ω

Semiconducteur

IC1 - LM389 NATIONAL

Condensateurs non polarisés au pas de 7,5 mm

C1 - 10 nF
C4 - 33 nF
C5 - 33 nF
C6 - 3,3 nF
C7 - 3,3 nF
C8 - 0,1 μF
C9 - 0,1 μF
C13 - 47 nF
C14 - 0,1 μF

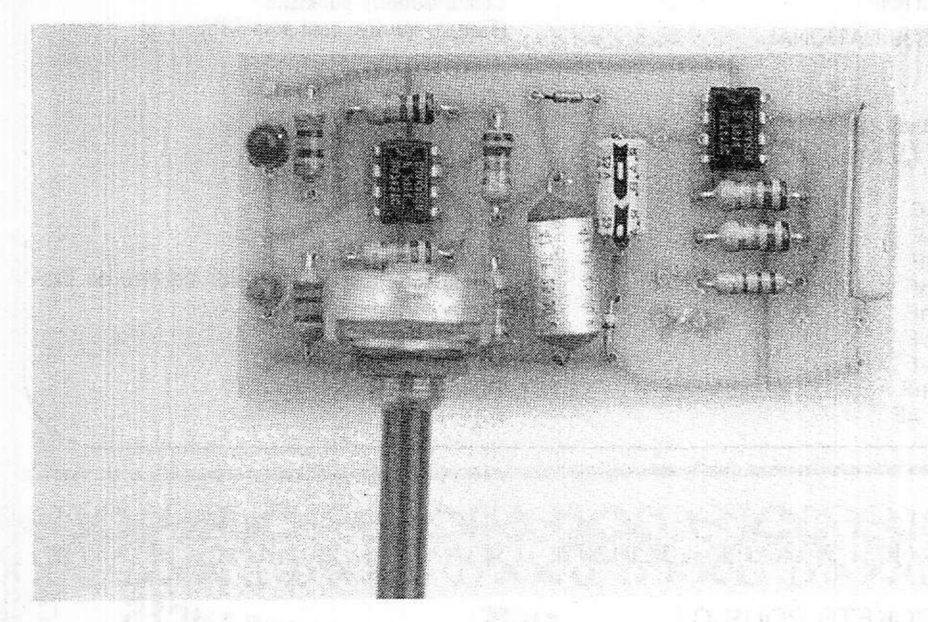
Condensateurs polarisés (Tantale goutte, sauf pour C15)

C2 - 1 μF /35 V
C3 - 1 μF /35 V
C10 - 1 μF /35 V
C11 - 47 μF /16 V
C12 - 10 μF /16 V
C15 - 470 μF /12 V

Potentiomètre Radhiom (avec équerre de fixation)

P1 - 100 kΩ Lin
P2 - 470 kΩ Lin
P3 - 10 kΩ Log

Les clignoteurs et cadenceurs opérant sous 220 V sont fréquemment utilisés dans divers domaines tels que l'animation lumineuse, la signalisation, l'alarme, la commande des sirènes mécaniques, etc... Les montages les plus employés font appel à des relais ou à des triacs. Dans les deux cas, les risques d'émission de parasites radio sont importants, notamment dans le domaine des puissances notables. Le montage que nous allons décrire utilise un circuit intégré de commande à tension nulle évitant par son principe même tout risque de parasitage quelle que soit la puissance commandée, sur charge résistive ou réactive.



CLIGNOTEUR - CADENCEUR 220 V. antiparasité

I) PRESENTATION DU CIRCUIT INTEGRE L 121

Le circuit intégré L 121 produit par SGS-ATES a été développé pour répondre aux exigeances industrielles en matière de commutation à tension nulle par semiconducteurs de puissance de la famille des thyristors et triacs. Il fait en quelque sorte pendant aux circuits de commande par déphasage qui permettent une variation de puissance continue et proportionnelle, mais au prix de parasitages assez difficiles à éliminer. Rappelons que le principe de la commande par déphasage se résume à amputer chaque alternance de la tension secteur d'une partie variable de sa durée. Ceci permet donc une variation de puissance très souple, mais au prix de commutations à front raide en cours d'alternance.

La commande à tension nulle a pour principe d'imposer les instants de commutation lors des passages par zéro de la tension secteur. C'est dire que seul un fonctionnement en tout ou rien est possible : présence ou absence de la tension sinusoïdale, dont la forme n'est pas altérée, donc ne contenant pas d'harmoniques génératrices de parasites.

Dans le cas de charges à forte inertie (principalement des systèmes de chauffage à résistances) on peut cependant obtenir une variation de puissance **moyenne** en faisant alterner rapidement des trains d'alternances avec des coupures complètes. A fréquence de commutation donnée, la puissance moyenne délivrée à la charge est proportionnelle au rapport des temps de présence et d'absence de la tension. Si une grande résolution de réglage est nécessaire, il faut allonger considérablement la période de commutation, ce qui ne peut s'envisager qu'avec des charges à forte inertie.

Par exemple, une résolution de 1 % exige que le réglage se fasse par sélection de N alternances sur 100 d'où une période (en 50 Hz) de 2 secondes. Une résolution de 1 ‰ conduit à une période de 20 secondes, et ainsi de suite. Dans le cas d'une charge à faible inertie, on assisterait à une ondulation souvent inacceptable de la grandeur commandée, généralement une température. Le choix des paramètres du système résulte donc toujours d'un compromis résolution /précision.

Si maintenant nous remplaçons la charge par une ampoule électrique, nous nous trouverons en présence d'un clignoteur dont on pourra régler séparé-

ment et dans une très large plage la fréquence des éclairs et le rapport temps d'éclairage/temps d'obscurité.

II) LE SCHEMA DE PRINCIPE

La **figure 1** donne l'organisation interne du L121. Ce circuit bénéficie d'une excellente densité d'intégration des fonctions puisque même l'alimentation est incorporée dans la pastille. Une simple résistance chutrice extérieure permet d'obtenir deux tensions d'alimentation redressées positive et négative. Ceci permet entre autres de commander le triac de sortie dans ses quatre quadrants.

Notre schéma, représenté en **figure 2**, reprend les préconisations du fabricant, avec toutefois des valeurs de composants adaptées à notre application précise. La fréquence des éclairs est fixée par le condensateur de 22 μF. Toute autre valeur pourra bien sûr être utilisée pour déterminer une fréquence quelconque. Le potentiomètre ajustable de 22 kΩ agit sur la durée des éclairs entre 0 et 100 % ce qui se traduit par la possibilité de délivrer des éclairs très courts suivis d'une longue période d'obscurité ou des éclairs très longs séparés par de brefs intervalles d'extinction. En utilisation « cadenceur » (commande d'une sirène à moteur 220 V), ceci permet d'agir sur l'allure du son délivré.

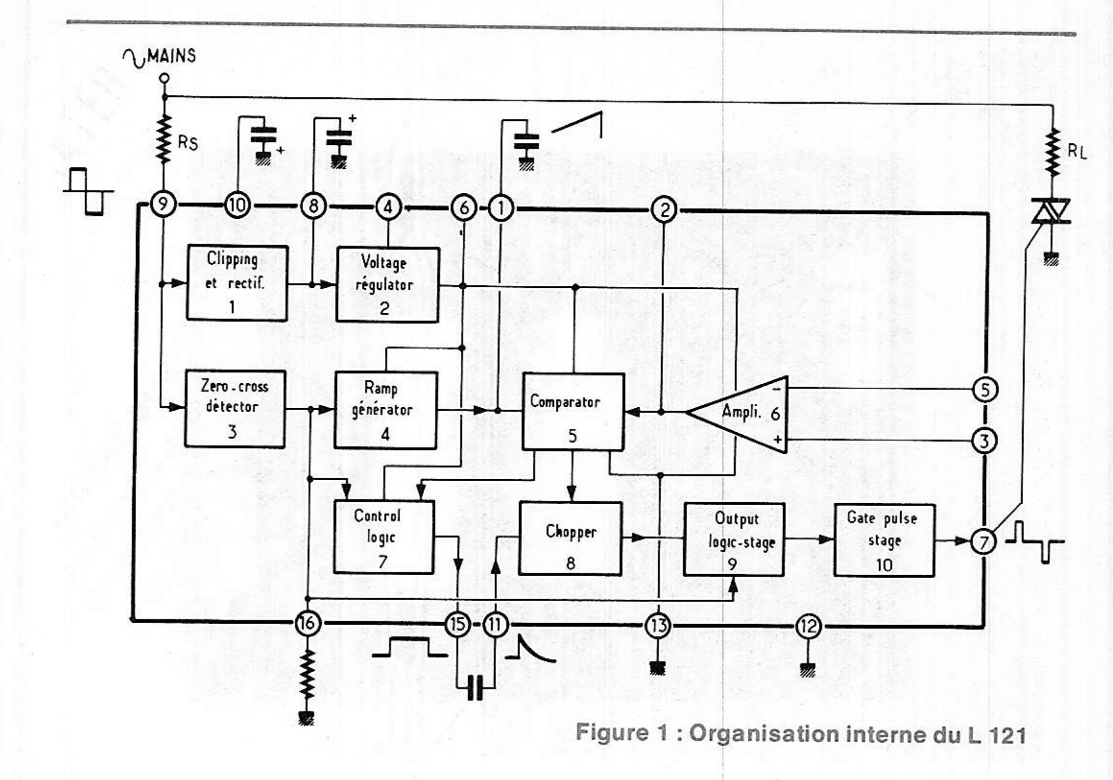


Figure 1 : Organisation interne du L 121

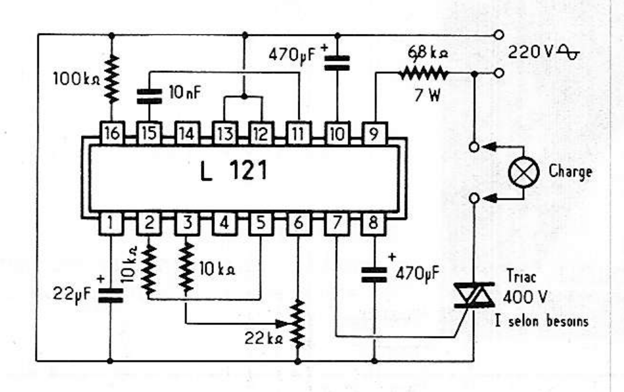


Figure 2 : Schéma de principe.

III) REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 3** sera câblé d'après la **figure 4** en prenant soin d'écarter la résistance de 6,8 kΩ 7 W du stratifié en raison de son échauffement important. Cette résistance sera de préférence choisie de type vitrifié. Le triac sera choisi en fonction de la puissance de la charge alimentée. Le L121 est capable de commander directement de gros triacs, jusqu'à 15 A et plus. Si aucun refroidissement n'est à prévoir pour des puissances de l'ordre de 100 W (ampoule à incandescence), un radiateur est indispensable pour les applications de forte puissance.

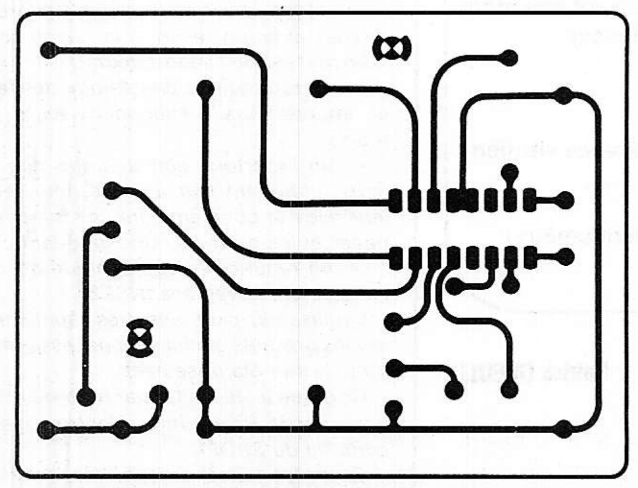


Figure 3 : Circuit imprimé

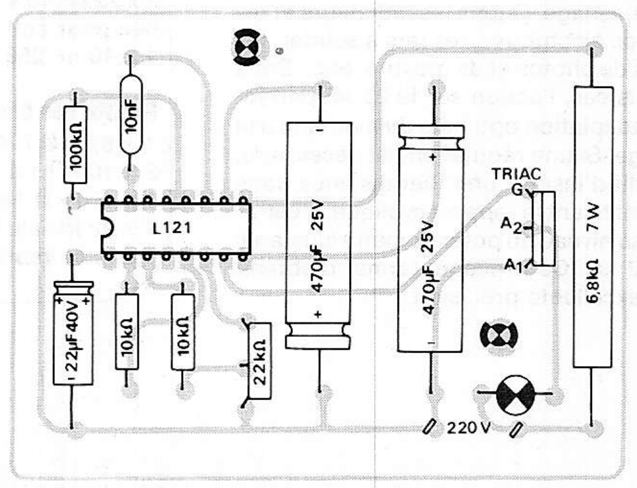
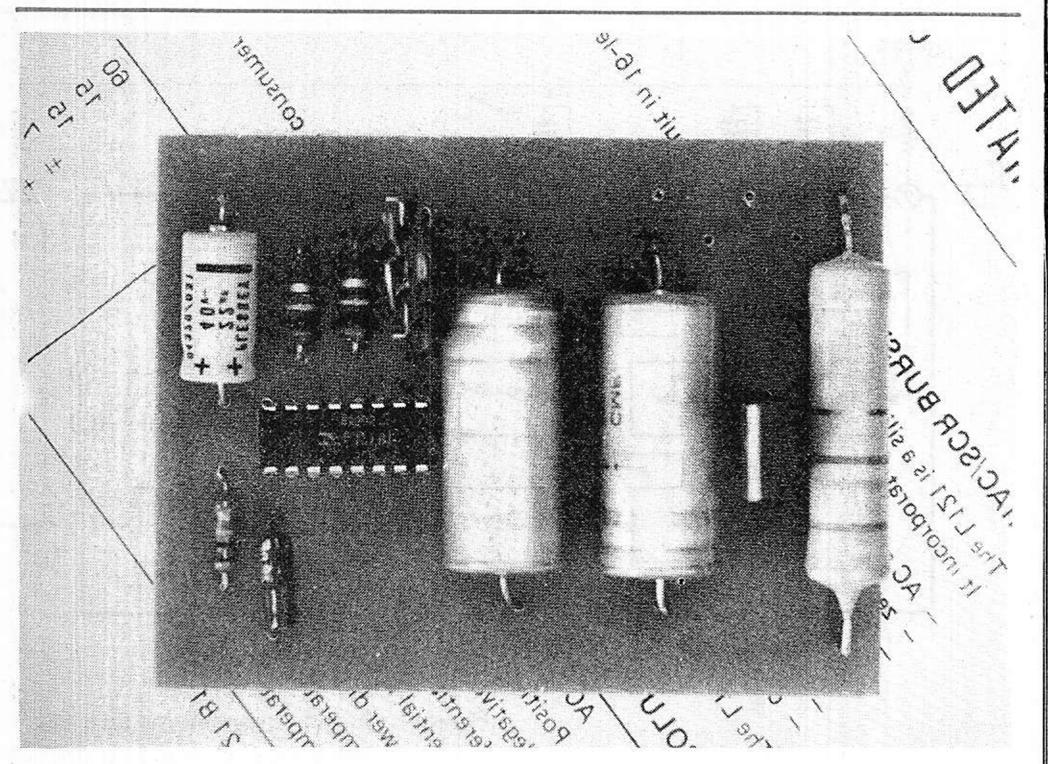


Figure 4 : Implantation des éléments.



Le module clignoteur cadenceur.



L'adjontion d'un clignoteur peut renforcer efficacement la signalisation d'une balise.

IV) CONCLUSION

Si ce montage peut être utilisé de façon avantageuse en tant que clignoteur ou cadenceur travaillant directement sur 220 V, il peut aussi servir à la commande de résistances chauffantes sans risque de parasitage. Citons les radiateurs et réchauds électriques, les fers à souder, les bains de photos et de gravure, etc... Dans de tels cas, l'action sur le 22 µF permet une adaptation optimale du montage à la charge. Si une régulation est nécessaire, il suffit d'insérer une thermistance dans le pont fixant le rapport cyclique, c'est-à-dire au niveau du potentiomètre ajustable de 22 kΩ. Ce procédé permet d'obtenir une excellente précision.

Nomenclature :

1 x L 121 SGS /ATES
1 x triac 400 V courant nominal selon besoins

Condensateurs :

2 x 470 µF 25 V
1 x 22 µF 40 V (valeur pouvant être modifiée pour agir sur la cadence)
1 x 10 nF 250 V

Résistances 5 %

1 x 6,8 kΩ 7 W (de préférence vitrifiée)
2 x 10 kΩ 1/4 W
1 x 100 kΩ 1/4 W
1 x 22 kΩ ajustable (potentiomètre)
1 circuit imprimé

Patrick GUEULLE

NOUVEAUTÉS

ENERGIE SOLAIRE

Un Centre Ecosolaire de distribution, de démonstration et de conseil s'est ouvert le 10 mars à Paris.

Par sa vocation : rassembler tout ce qui concerne l'utilisation et la transformation de l'énergie solaire, ce nouveau Centre unique en France répond à un besoin actuel des particuliers et des entreprises.

A travers les grands noms de la profession : France Photon, Leroy-Somer Systèmes, Giordano, Ero, etc., les deux domaines d'application, le thermique et le photovoltaïque, sont représentés. Le Centre regroupe les fonctions de vente aux particuliers, de démonstration, de documentation, d'assistance et d'études.

Les produits que l'on y trouve sont variés :

— kits de préchauffage, chauffe-eau solaires, capteurs pour piscines, livres et documentation pour le domaine thermique;

— cellules au détail, cellules croissant, panneaux terrestres et marins, matériel de mesure, matériel d'enseignement, ventilateurs, objets divertissants, livres et documentation pour le domaine photovoltaïque.

Ils sont complétés par une assistance sous forme de conseils pour les installations réalisées par les particuliers.

La fonction « Etudes et Systèmes » se traduit essentiellement par les mesures et le calcul des installations : chauffage des locaux, serres solaires, solaire passif, architectures solaires, etc.

Le Centre Ecosolaire est ouvert tous les jours sauf le dimanche, de 10 à 19 heures sans interruption.

19 rue Pavée, 75004 Paris Tél. 887.43.60, métro St-Paul.

GUIDE DE L'ELECTRONIQUE Volume 2 : DISTRIBUTEURS

Notre confrère INTER ELECTRONIQUE vient d'éditer en mars le volume 2 du guide de l'électronique ; cet ouvrage donne la liste des distributeurs de composants et d'instruments sur le territoire national. Le premier volume paru en 1979 regroupait les fabricants et importateurs de composants, instruments et équipements électroniques.

Le volume 2 qui a recensé plus de mille deux cents sociétés comporte quatre accès indépendants :

— un répertoire méthodique des produits fabriqués avec un renvoi à la raison sociale du fabricant ou de l'importateur;

— un répertoire alphabétique des fabricants et importateurs mentionnant leurs distributeurs;

— un répertoire alphabétique des distributeurs, indiquant leur adresse, leur téléphone, leur télex et qui mentionne les marques distribuées et les produits correspondants;

— un répertoire géographique des distributeurs selon les régions INSEE

L'utilisateur peut ainsi très rapidement trouver les produits qui lui sont nécessaires au plus près de son établissement.

Ce guide a été réalisé par traitement informatique par la Revue Inter Electronique sous le contrôle du SPDEI

Guide de l'Electronique, Volume 2 : Edition des Distributeurs.
Un volume de 70 pages 21 x 29,7.

NOUVEAUTES... INFO...

TOP LINEAR

A l'occasion du Salon des Composants, SICERONT KF vient de commercialiser un nouveau produit en atomiseur, parfaitement au point et d'une grande fiabilité : TOP LINEAR KF, pour le nettoyage, la protection et la lubrification des contacts linéaires (potentiomètres, curseurs, rhéostats, etc.).

TOP LINEAR assure un nettoyage rapide et une lubrification immédiate de tous contacts glissants, éliminant poussières, saletés, dépôts qui s'opposent au bon fonctionnement mécanique et électrique de ces types de contacts. Il permet un fonctionnement simple et progressif des curseurs évitant le grippage. Sans danger d'utilisation sur la plupart des matériaux fragiles, il facilite la lubrification des pièces en matières plastiques, ou en métal qui travaillent par frottement entre elles.

TOP LINEAR est très stable entre — 55°C et + 200°C. Il ne charbonne pas, ne résinifie pas. Il supprime l'étincelage et est ininflammable.

Facile à employer, TOP LINEAR KF est recommandé en Electronique, Electricité, Télévision, HiFi, pour les Matériels Scientifiques, dans l'Industrie Aérospatiale, en Horlogerie mécanique de précision.

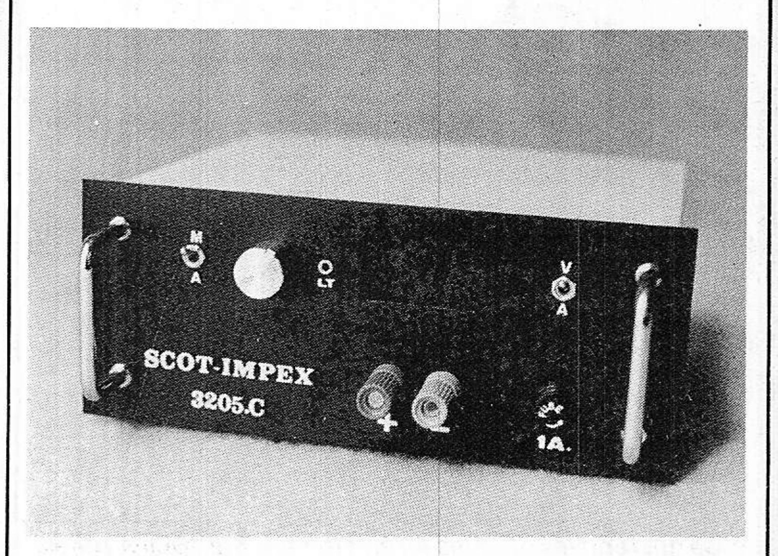
Comme tous les atomiseurs KF, TOP LINEAR est livré avec un capillaire permettant le nettoyage des endroits les plus inaccessibles.



ALIMENTATIONS STABILISEES

SCOT IMPEX, Société nouvelle en création, annonce la prochaine arrivée de ses produits sur le marché, débutant par une gamme d'alimentations.

Constatant que, dans ce domaine, la diversification des prix opère une sélection rigoureuse entre les utilisateurs professionnels, bénéficiant d'un matériel cher et de qualité, et les amateurs qui n'obtiennent que des prestations médiocres comparativement au prix d'achat, la SCOT IMPEX s'est fixée pour objectif de créer des produits nouveaux, de construction française, modernes, fiables, dans le meilleur rapport qualité-prix.



SCOT IMPEX présente le début de sa gamme, une alimentation de 3 à 20 volts d'un débit de 5 ampères, comportant les caractèristiques suivantes : lecture digitale de la tension ou de l'intensité débitée, limiteur de tension programmable incorporé, protection contre les courts-circuits, disjoncteur thermique etc.., l'ensemble incorporé dans un boitier compact muni d'un radiateur de dimensions importantes inhabituelles. Ce modèle existe sans afficheur. (La fixation éventuelle d'un galvanomètre est réalisable par ceux qui voudraient encore lui garder la préférence).

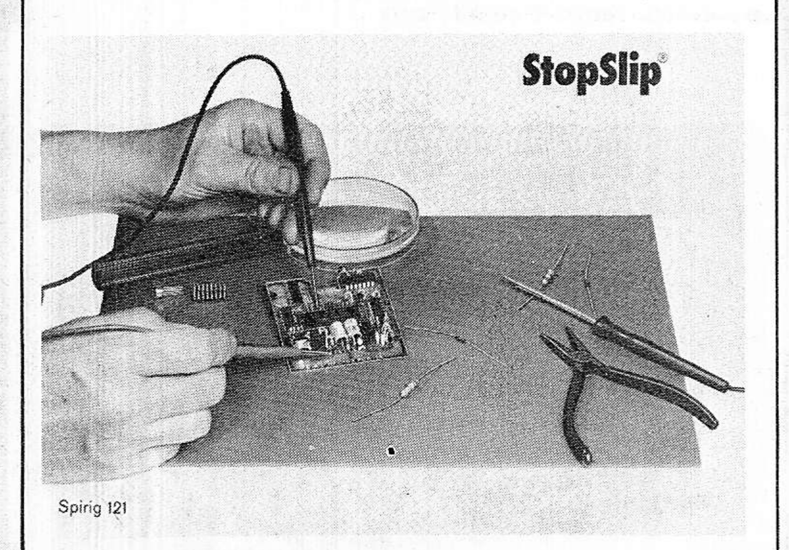
POURQUOI LE CHOIX DU DIGITAL ? *Pour son aspect moderne et attrayant, pour sa lecture aisée, immédiate et précise (± 1 digit, soit ± 100 mV) en opposition avec la lecture approximative des galvanomètres ferromagnétiques à échelles dilatées, plus précise même que les galvanomètres à cadres mobiles. En contre-partie, aucune concession n'est possible sur la qualité de l'alimentation qui est basée sur un système éprouvé.*

SCOT IMPEX, 4, rue de Meautry, 94500 Champigny-sur-Marne

PLAQUES ANTI-GLISSANTES

Lorsque vous tentez de réparer un mécanisme délicat sur votre établi, mais qu'il se dérobe en glissant — ou lorsque vous voulez souder un point sur un circuit imprimé qui ne veut rester en place — ou lorsque vous voulez régler un petit instrument sans laisser des traces de serrage - comment procédez-vous ?

La réponse à cette question et à des situations analogues peut être donnée par le matériel anti-glissant produit par Spirig (Switzerland). Il s'agit du « StopSlip »[R], un élastomère fourni en plaques flexibles de haut frottement superficiel et qui s'obtient en deux épaisseurs — 1 mm et 2 mm — et dans toutes les dimensions jusqu'à 1 m au carré. Les plaques de 1 mm d'épaisseur peuvent être livrées en rouleau, uniquement en couleur bleu foncé. La plaque de 2 mm s'obtient en trois autres couleurs : vert, rouge et jaune.



Spirig 121

Ce qui rend les plaques en élastomère StopSlip si utiles, c'est un coefficient de frottement incroyablement élevé. Une plage de StopSlip peut être placée presque à la verticale et les objets plats qui s'y trouvent appliqués — non collés — restent en place. (En termes techniques, le coefficient de frottement entre le StopSlip et la plupart des métaux, matières plastiques rigides, bois et autres matériels solides, est nettement supérieur à 1. Dans certains cas, il atteint la valeur de 12. A titre de comparaison, le coefficient de frottement entre l'acier et le caoutchouc n'est que de 0,5).

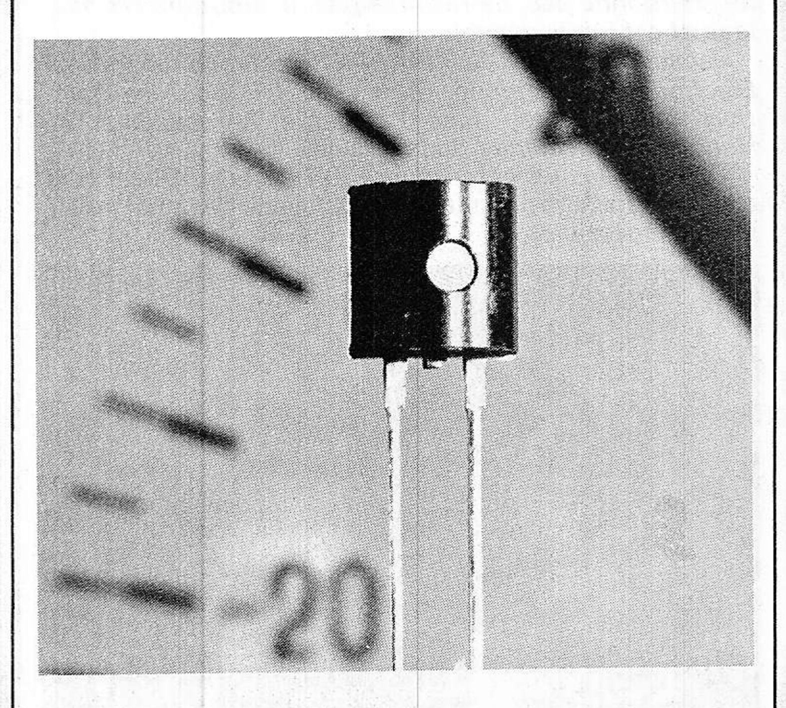
Les mécaniciens de précision appelés à réparer les instruments et le personnel d'atelier apprécient ce matériel à haut coefficient de frottement, car il offre une surface de travail qui n'endommage pas les pièces sensibles. Les petits composants s'y agrippent, de sorte qu'ils ne peuvent être soufflés par inadvertance. Les techniciens en électronique l'utilisent volontiers parce qu'il agit comme une troisième main qui maintient en place les assemblages pendant que les deux mains sont occupées à souder ou dessouder des connexions. Dans les bureaux, l'élastomère StopSlip rend de grands services en empêchant le « déménagement » de machines de bureaux par suite de vibrations, sans qu'il soit nécessaire de les fixer avec un dispositif quelconque.

Le pouvoir collant du StopSlip est inhérent au matériau. Il ne diminue donc pas progressivement et n'est nullement affecté par des nettoyages humides et fréquents. Cet élastomère ne produit aucun plastifiant qui pourrait migrer vers la surface et attaquer les matériaux qui se trouvent à son contact.

S.I.A.A.
Int. Adv. Agency
P.O. Box 131
CH-8028 Zürich - Switzerland

SONDE THERMIQUE

Siemens a réalisé un nouveau capteur en utilisant une des propriétés des semiconducteurs : leur comportement est modifié par l'échauffement. Dans un chip de silicium, la variation de la résistance est quasi-linéaire dans une vaste plage de températures, la disposition spéciale des deux contacts réduits l'influence du sens du courant sur les résultats de la mesure. Le capteur peut être exposé à la convection de l'air ou de gaz. La constante de temps dans l'huile est de 4 s au maximum.

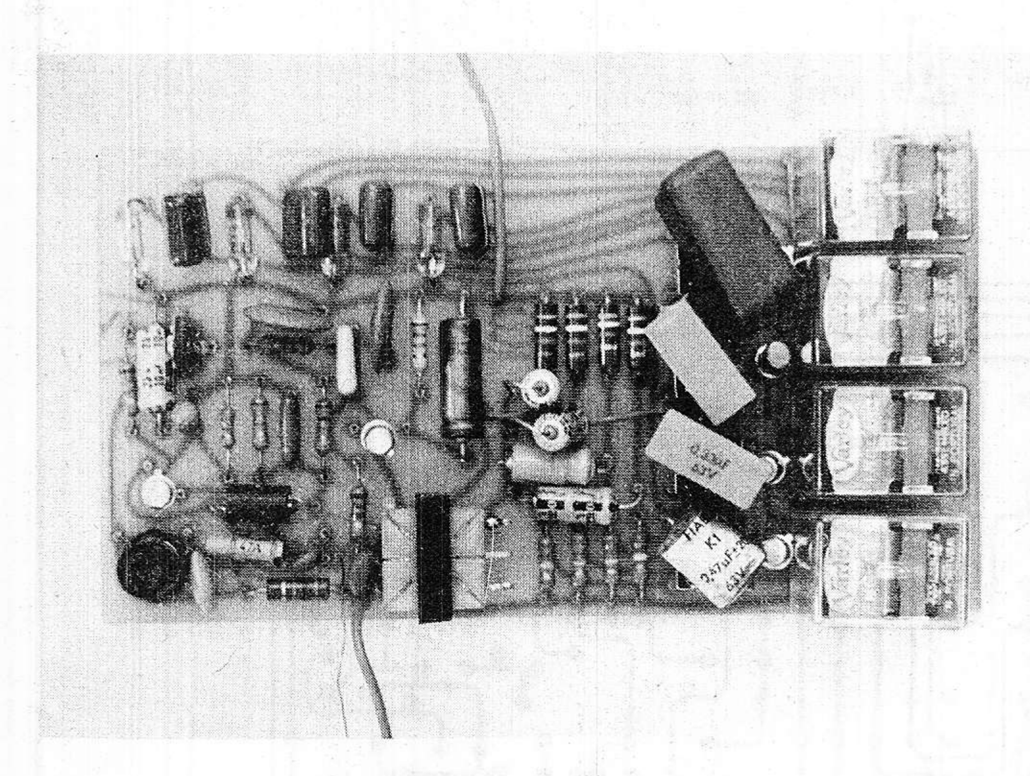


La sonde thermique en silicium (KTY 10) a, pour un courant permanent de 1 mA et à 25°C, une résistance nominale de 20 KΩ, à laquelle sont affectées selon le constructeur quatre catégories de tolérances (de ± 10 % à ± 1 %).

Toutes les sondes peuvent être utilisées de - 50°C à 150°C. La faible courbe température /résistance peut être compensée par un montage extérieur.

Le cristal de silicium dopé N utilisé est réalisé en technologie Planar. Le chip est encapsulé dans un boîtier en matière plastique semblable au TO-92 (10 A 3 DIN 41868) et convient parfaitement à la mesure, à la commande et à la régulation. Comme la sonde thermique est également utilisée pour la sécurité et la protection, l'accent est mis sur la fiabilité. Les connexions du chip sont conçues sous la forme de contacts en or multicouches.

Si un simple récepteur monocanal à superréaction permet de débuter en radiocommande sans difficulté particulière, le besoin de fonctions supplémentaires ne tarde généralement pas à se faire sentir pour une exploitation valable des possibilités du modèle réduit, même s'il ne s'agit que d'un bâteau simplifié à l'extrême. Le but de ces pages est de décrire la construction d'un récepteur à 4 canaux tout ou rien, étudié dans le même esprit de simplicité que les appareils à un canal, et compatible avec la grande majorité des émetteurs à tonalités BF.



Récepteur de radiocommande à 4 canaux

I) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

La **figure 1** montre bien que ce récepteur s'inspire nettement de la technique des récepteurs simples monocanaux : la partie HF utilise un seul transistor monté en détecteur à superréaction. On reconnaît bien, dans l'émetteur de ce BC 109, la self de choc et le filtre passe-bas caractéristiques de ce schéma.

Dans un récepteur monocanal, on exploiterait le souffle présent en sortie du filtre pour faire coller un relais. La réception d'une porteuse de fréquence correcte (27,125 MHz) ferait disparaître ce souffle donc décoller le relais. Dans notre cas, si l'émetteur est modulé par un signal BF, cette tonalité se retrouve en lieu et place du souffle. Un BC 318 se charge de l'amplifier fortement et un transfo BF (driver de push pull) élève le niveau au dessus d'un volt efficace. Ce niveau est suffisant pour attaquer dans de bonnes conditions une batterie de quatre « relais de fréquence » munis de filtres LC. Notre schéma ne fait apparaître que l'un de ces circuits consistant en fait en un amplificateur sélectif associé à un redresseur à faible seuil. De cette façon, dès que la fréquence correspondant à l'accord du circuit LC attaque l'entrée, une composante continue apparaît sur la base du transistor et fait coller le relais. Les quatre circuits utilisent exactement le même bobinage de 38 mH, obtenu par enroulement de 170 spires dans un pot ferrite de 1 300 nH/sp² (3H1 AL 1300 de RTC). Les diverses fréquences sont obtenues par le jeu de capacités de valeurs 0,33; 0,47; 0,56 et 1 µF ce qui correspond aux fréquences suivantes : 1421 Hz, 1191 Hz, 1091 Hz et 816 Hz, qui seront délivrées par l'émetteur après réglage approprié. Notons que selon le type de cet émetteur ZX ou 4 oscillateurs) il y aura ou non la possibilité de faire coller plusieurs relais simultanément.

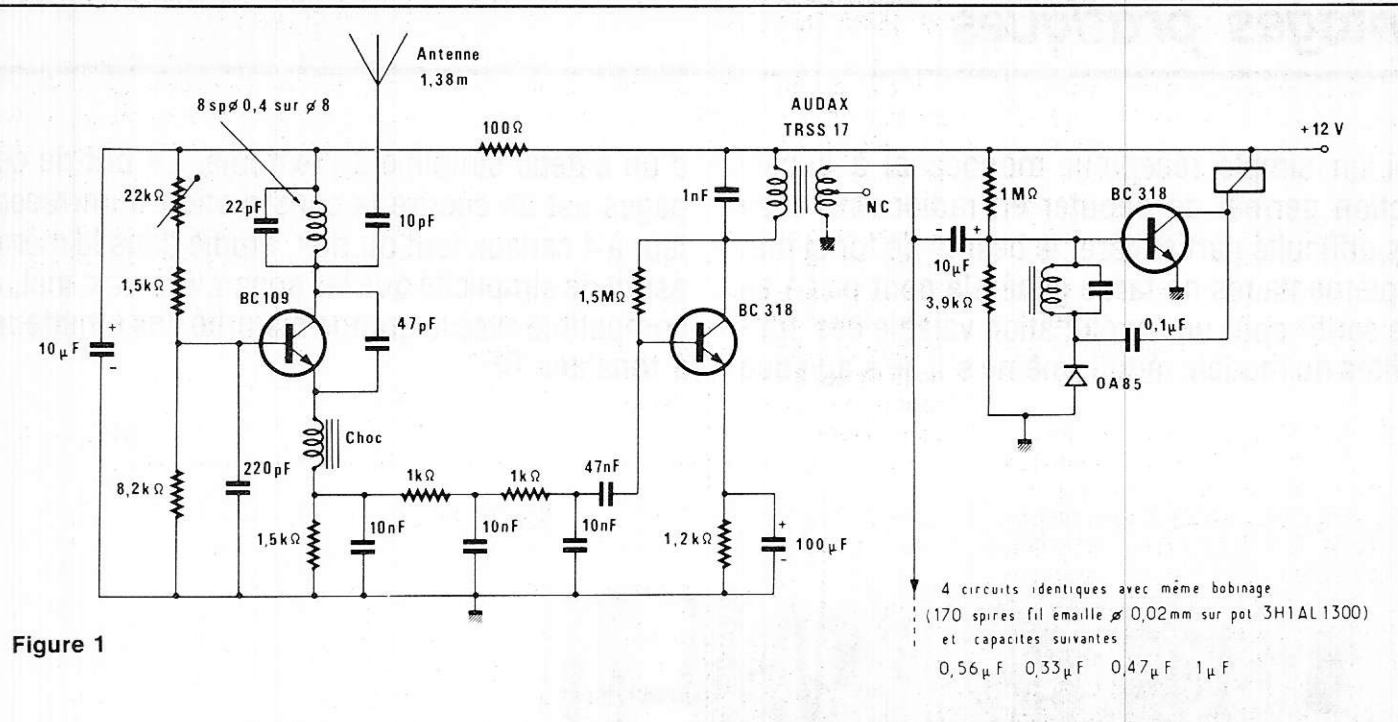
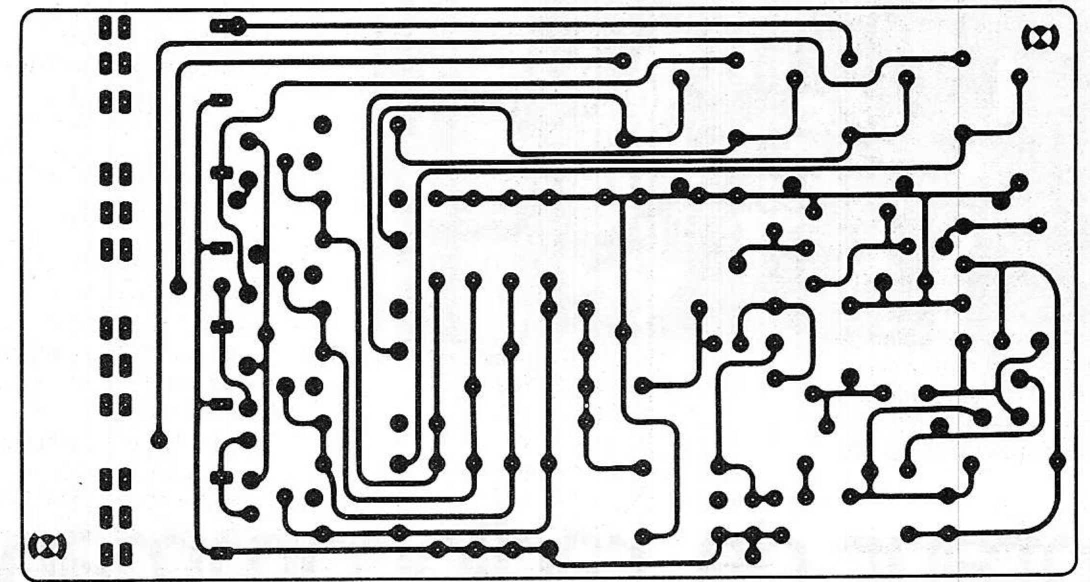


Figure 1



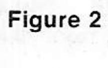


Figure 2

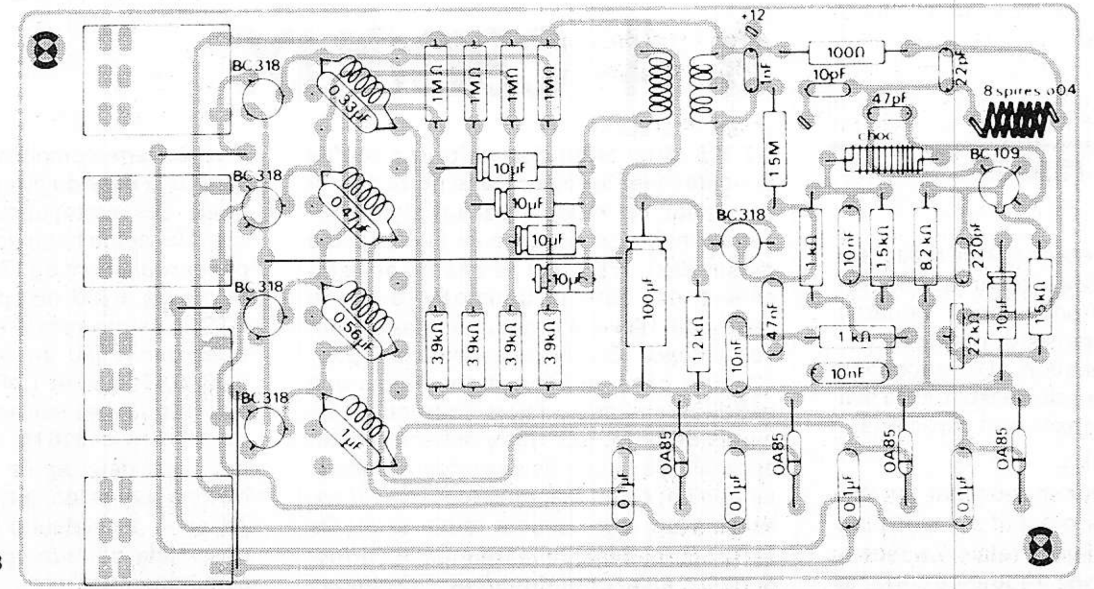


Figure 3

II) REALISATION PRATIQUE :

Un circuit imprimé de dimensions 75 x 140 mm, gravé d'après la **figure 2** regroupe tous les composants du montage. Ces dimensions peuvent paraître importantes mais présentent l'avantage de permettre l'utilisation de matériel courant et non spécifiquement « radiocommande ». notamment au niveau des relais et des filtres LC. L'application typique de ce récepteur sera donc l'équipement de modèqes assez encombrants de bateaux ou de voitures.

Le bobinage HF sera obtenu par enroulement de 8 spires jointives de fil émaillé 4/10 au pied d'un mandrin LIPA de 8 mm avec vis de règlage. Les bobinages BF utilisent des pots ferrite de marque RTC qui, sous un très petit volume, présentent une inductance spécifique de 1 300 nH/sp² ce qui est très élevé. Ceci est obtenu par le choix du matériau ferrite et par l'abandon de tout entrefer. Ne pas tenter d'utiliser d'autres pots de mêmes dimensions sans contrôler cette valeur d'inductance spécifique ou corriger le nombre des spires pour obtenir 38 mH. Avec le modèle 3 H1 AL 1 300, il faut bobiner 170 spires de fil émaillé 1 à 2/10 sur la petite carcasse en plastique avant d'assembler le pot. Sur chaque pot achevé, on soudera sur deux picots diamétralement opposés les fils du bobinage et le condensateur en évitant tout court-circuit avec le boîtier métallique.

Les trois straps que comporte le plan de câblage de la **figure 3** seront mis en place avant les relais et les pots. L'antenne sera constituée d'un fil, même très fin et de rectitude douteuse, mais d'une longueur impérative de 1,38 m.

III) REGLAGES :

Connecter un écouteur haute impédance ou un signal-tracer au secondaire du transfo BF et mettre le montage sous tension. Ajuster la 22 kΩ de façon à faire apparaître un souffle. Mettre en marche l'émetteur sans toutefois le moduler par une tonalité (porteuse pure à 27,125 MHz). Régler le noyau du bobinage HF du récepteur de façon à faire disparaitre le souffle. Envoyer une fréquence au moyen de l'émetteur et retoucher les deux réglages précédents de façon à recevoir le maximum de signal tout en éloignant progressivement l'émetteur. Régler enfin les quatre fréquences BF au niveau de l'émetteur de façon à faire coller séparément les quatre relais.

En cas de difficultés, un petit walkie-talkie jouet peut servir « d'arbitre » pour déceler si le problème est dû à l'émetteur ou au récepteur.

IV) MISE EN SERVICE :

Il est recommandé, par des raisons de parasitage, d'employer une alimentation séparée pour le récepteur. La masse sera reliée au châssis ou à la coque du modèle réduit, et le fil d'antenne sera disposé au mieux, sans être coupé, car l'accord du circuit HF tient compte de la longueur de 1,38 Les contacts des relais (2 RT) peuvent être câblés selon les fonctions de commande nécessaires. A cet effet, le dessin de la **figure 2** laisse toute latitude à l'utilisateur pour ajouter d'éventuelles interconnexions.

V) CONCLUSION :

Facile à réaliser avec des moyens techniques limités, ce récepteur permet de franchir le pas du « multicanaux » avec un émetteur à tonalité quelconque, voire un émetteur monocanal complété par un oscillateur très simple. Ses performances se situent entre celles des récepteurs monocanaux à superréaction et celles des récepteurs multicanaux superhétérodynes.

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

Semiconducteurs :

1 x BC 109
5 x BC 318
4 x OA85 (Germanium)

Résistances 5 % 1/4 W :

1 x 100 Ω
2 x 1 kΩ
1 x 1,2 kΩ
3 x 1,5 kΩ
4 x 3,9 kΩ
1 x 8,2 kΩ
4 x 1 MΩ
1 x 1,5 MΩ
1 x 22 kΩ ajustable

Condensateurs céramique 63 V ou chimiques 16 V :

1 x 10 pF
1 x 47 pF
1 x 22 pF
1 x 220 pF
1 x 1 nF
3 x 10 nF
4 x 0,1 µF
5 x 10 µF
1 x 100 µF
1 x 0,33 µF } mylar
1 x 0,47 µF } non
1 x 0,56 µF } polarisés
1 x 1 µF

Divers :

1 circuit imprimé
4 relais 185 Ω 2RT
1 transfo TRSS 17 AUDAX
4 pots ferrite 3 HA 1AL 1 300 RTC
1 mandrin Lipa diamètre 8 mm avec vis de réglage
1 self de choc 2,5 sp 3B RTC

ERRATUM

Article « commande automatique d'éclairage » du n° 389 de Radio-Plans.

Page 53, figure n° 5

$$\frac{E_{(TO)} - E_{TU}}{E_{(TO)}}$$

au lieu de

$$\frac{E_{(TO)} - E_{(TU)}}{E_{(TU)}}$$

Page 56, figure n° 14

circuit intégré MM 74C02

au lieu de U102 P

Page 56

a) fonctionnement 6e ligne.

Il faudra lui fournir une impulsion à chaque demi alternance du secteur, soit deux **impulsions** par période....

au lieu de.... soit deux alternances par période...

Page 57.

Nomenclature : R_{16} = **330** KΩ

Remarque :

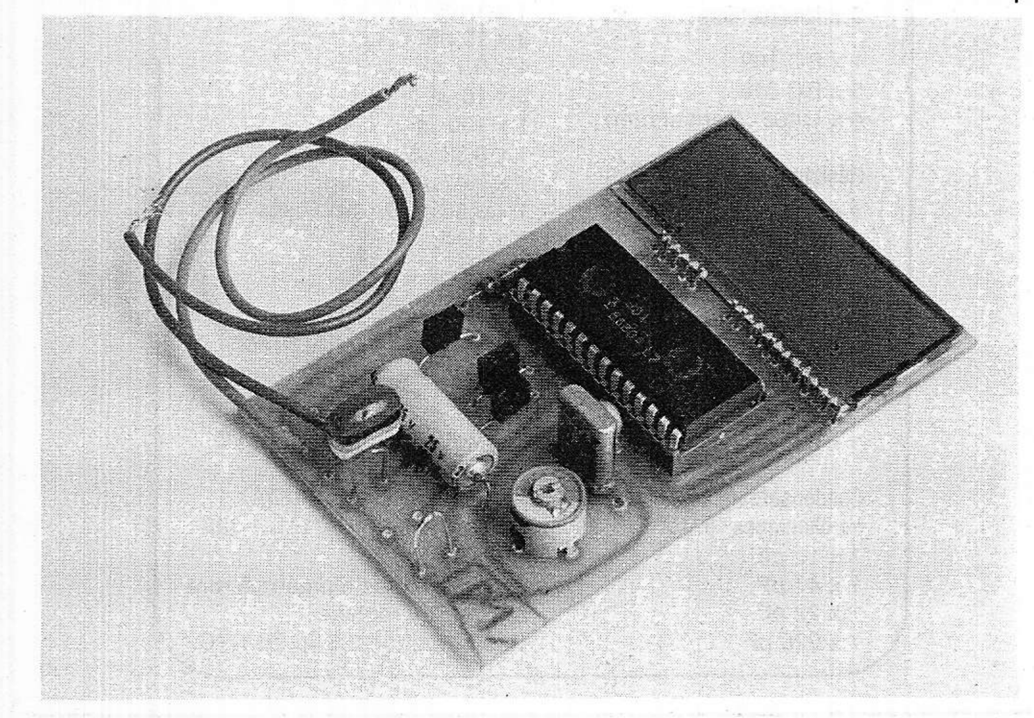
Le module de détection jour-nuit est en fait formé d'un demi module « D »
R_{13} et R_{14} correspondent à R_8 et R_7
R_6 correspond à R_{12}
La résistance ajustable R_{11} correspond à R_5

COMPLEMENT A LA NOMENCLATURE

Condensateurs :

C_1 = 0,1 µF
C_2 = 0,1 µF
C_3 = 47 nF
C_4 = 47 nF
C_5 = 33 nF
C_6 = 220 pF
C_7 = 1000 µF/25 V
C_8 = 1000 µF/16 V
C_9 = 10 µF/40 V

L'affichage numérique de la fréquence reçue est de loin le moyen le plus précis et le plus confortable pouvant être mis à la disposition de l'utilisateur d'un récepteur radio pour lui faciliter la recherche et l'identification des émetteurs.
Sur les récepteurs à accord manuel, ce système prend la place du cadran à aiguille alors que sur les récepteurs à synthétiseur, il peut servir à rendre compte du fonctionnement très précis mais quelque peu aveugle de l'automatisme.
Le montage que nous présentons ici permet l'affichage à 5 digits de la fréquence de travail de tout récepteur jusqu'à 108 MHz.
La précision de ± 1 KHz jusqu'à 30 MHz et de ± 10 kHz au delà permet une utilisation aussi bien en réception de radiodiffusion qu'en radio-amateurisme décamétrique.



Pour les récepteurs radio : UN FREQUENCEMETRE NUMERIQUE

I) LES PRINCIPES GENERAUX :

Si la mesure de la fréquence d'un poste émetteur ne pose aucun problème à quiconque possède un simple fréquencemètre à comptage, la mesure de la fréquence de travail d'un poste récepteur est beaucoup plus délicate. Il ne peut en effet être question de mesurer la fréquence du signal d'antenne, même très amplifié, pour deux raisons :

— l'indication de fréquence doit être présente même entre les stations, en l'absence de signal d'antenne.
— au niveau des étages d'entrée, la sélectivité est insuffisante pour éviter que le fréquencemètre ne prenne en compte plusieurs émetteurs à la fois d'où un affichage illisible.

Le principe utilisé dans les fréquencemètres de réception consiste donc à prélever la fréquence de l'oscillateur local et à lui appliquer avant affichage une correction tenant compte de la fréquence intermédiaire utilisée dans le récepteur. Une seconde correction doit être prévue dans le cas d'un récepteur à double changement de fréquence. Par ailleurs, la correction peut être différente selon les gammes d'ondes reçues (FI de 455 kHz en AM et de 10,7 MHz en FM par exemple). De plus, le sens de la correction doit tenir compte du type d'hétérodynage auquel fait appel le récepteur.

Si l'oscillateur local est calé plus haut que la fréquence à recevoir, la correction consiste en une soustraction de la valeur de la FI. Si par contre l'oscillateur local travaille en dessous de la fréquence de réception, la correction devient une addition.

On peut bien sûr ajouter des circuits additionneurs à un fréquencemètre de type classique, mais cette solution est lourde et complexe. On préfère généralement faire appel à des compteurs-décompteurs dans lesquels on charge une constante avant le début du comptage. Dans les deux cas, les circuits logiques nécessaires sont d'une grande complexité et la réalisation d'un tel ensemble à partir de circuits intégrés standards représente un très important travail dont le succès est bien aléatoire car les risques d'erreur sont très grands. De plus, l'investissement en circuits intégrés est assez lourd, surtout si l'on souhaite monter vers 100 MHz. Le problème est

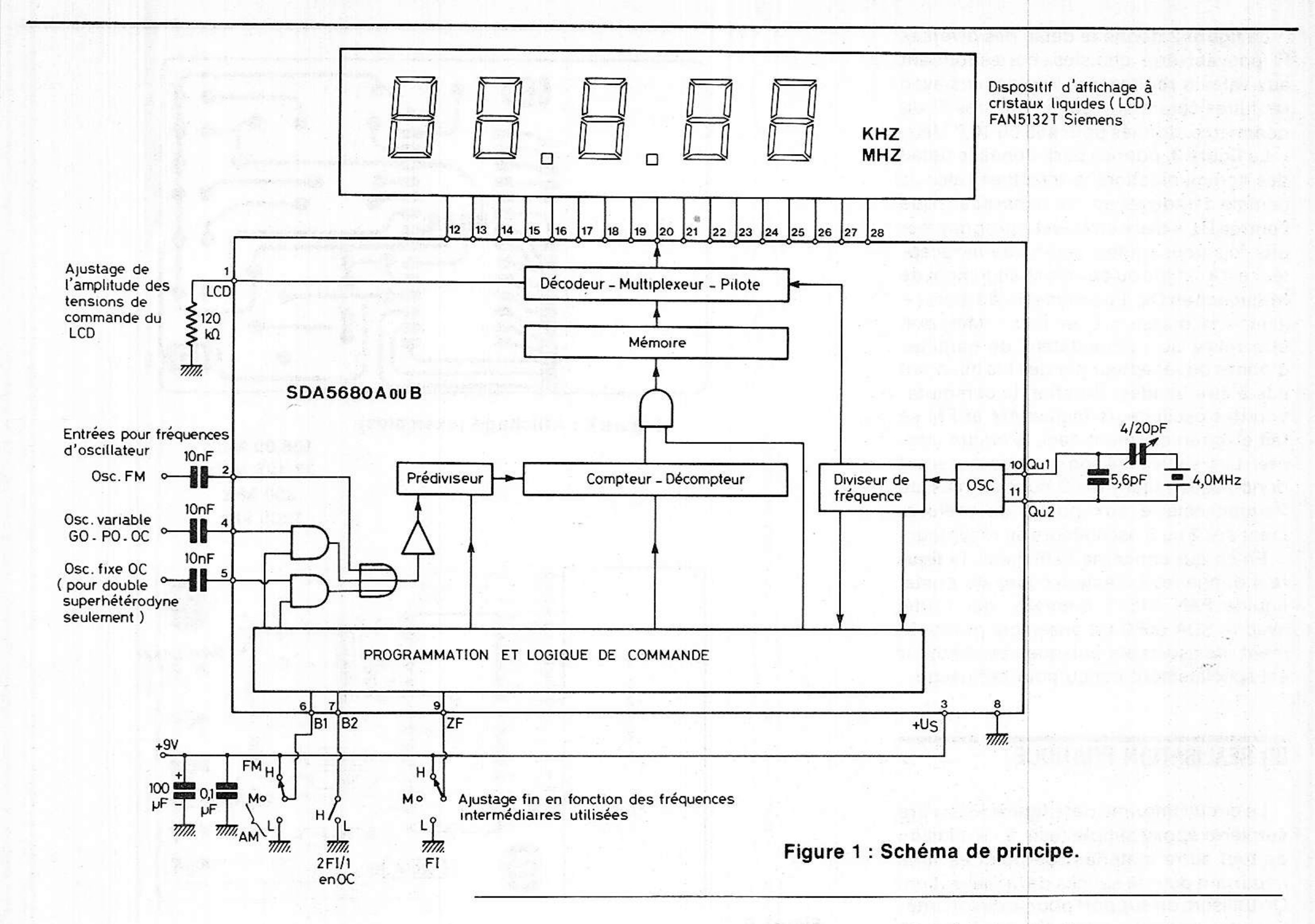


Figure 1 : Schéma de principe.

Programmation fine sur les modèles A et B grâce à la broche 9

FI Broche	Type A PO, GO, OC	Type A FM	Type B PO, GO, OC	Type B FM
L	459 kHz	10,675 MHz	451 kHz	10,675 MHz
M	460 kHz	10,7 MHz	452 kHz	10,7 MHz
H	461 kHz	10,725 MHz	453 kHz	10,725 MHz

Figure 2

Choix de la plage

B_1	B_2	Entrées actives	Fonction
L	X	Osc 1	PO - GO
M	L	Osc 2	OC à simple conversion (OC à 1 FI)
M	H	Osc 1, Osc 2	OC à double conversion (OC à 2 FI)
H	X	FM	FM

L'entrée B_1 n'est pas couplée → B_1 = M
L'entrée B_2 n'est pas couplée → B_2 = H
L'entrée B_2 = X signifie L ou H indifféremment

Figure 3

beaucoup plus simple depuis la mise sur le marché par Siemens d'un circuit spécifique dont le boîtier à 28 broches regroups toutes les fonctions d'un fréquencemètre de réception très performant.

II) LE SDA 5680 :

La **figure 1** montre à la fois l'organisation interne et le schéma d'application de ce circuit intégré très sophistiqué puisque toutes les fonctions du fréquencemètre sont contenues dans un seul boîtier, depuis les amplificateurs d'entrée (sensibilité 50 mV_{eff} jusqu'à 30 MHz et 100 mV_{eff} jusqu'aux circuits de multiplexage des afficheurs à cristaux liquides en passant par l'oscillateur à quartz de référence.

Trois entrées séparées sont prévues :
— oscillateur FM
— oscillateur PO-GO-OC
— oscillateur fixe pour gamme OC à double changement de fréquence.

Les relations liant la fréquence affichée (F_A) à la fréquence d'oscillateur (fosc) sont les suivantes :
— en FM, PO, GO et OC simple :

$$F_A = F_{OSC} - FI$$

— en OC double :

$$F_A = F_{OSC} - F_{OSC\ fixe} + FI$$

La valeur de FI est à choisir d'une part au niveau de la référence du circuit intégré (SDA5680 A ou B) et d'autre part par ajustement fin au moyen d'une broche de programmation à 3 états H, L et M (voir figure 1).

La **figure 2** donne le détail des diverses FI pouvant être choisies, correspondant aux valeurs **réelles** des FI obtenues avec les filtres céramique ou les transfos FI du commerce, donnés pour 455 ou 10,7 MHz.

La **figure 3,** pour sa part, donne le détail des communications à effectuer selon la gamme d'onde reçue. On remarquera que l'entrée B_2, à deux états, est à programmer une fois pour toutes, selon que le récepteur est à simple ou double changement de fréquence en OC. La broche B_1, à 3 états (+ alim. = H, masse = L, en l'air = Mm) doit être reliée au commutateur de gammes d'ondes du récepteur par des fils qui n'ont pas à être blindés. En effet, la commutation des oscillateurs locaux AM et FM se fait électroniquement dans le circuit intégré. Les seules liaisons blindées seront donc celles reliant les 2 ou 3 entrées du fréquencemètre aux points de prélèvement des 2 ou 3 oscillateurs du récepteur.

En ce qui concerne l'afficheur, la **figure 4** donne les caractéristiques du cristal liquide FAN 5132T Siemens, qui forme avec le SDA 5680 un ensemble pratiquement indissociable puisque cet afficheur est spécialement conçu pour cet usage.

III) REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 5** sera tiré sur verre époxy simple face, à l'exclusion de tout autre matériau. Ce point est très important pour le succès de la réalisation. On utilisera un support pour le circuit intégré et éventuellement pour le quartz (4 MHz à l'exclusion de toute autre valeur) : **figure 6.** Le seul point délicat est le raccordement de l'afficheur à cristaux liquides. Celui équipant notre maquette a été collé sur le circuit imprimé sur lequel une place a été réservée à cet effet. Il peut cependant être quelque peu écarté de la carte selon les impératifs d'organisation mécanique et esthétique du récepteur. Cet afficheur est composé de deux très fines lames de verre entre lesquelles est imprisonné le cristal liquide proprement dit. Le montage de l'afficheur ne doit occasionner **AUCUNE** contrainte mécanique, si faible soit-elle, aux lames de verre. On utilisera exclusivement des colles légères et souples ou mieux des cales en mousse de plastique ou en caoutchouc très souple. Toute bride rigide est à proscrire formellement.

Les terminaisons électriques de l'afficheur (au nombre de 17) sont de très fins dépôts d'or évaporés sur le verre. On ne les aperçoit qu'en lumière rasante (voir **figure 7**). Il est **formellement exclu** de tenter une soudure ou d'enfoncer l'afficheur dans un connecteur pour circuits imprimés. On peut soit utiliser des mousses de contact spéciales soit coller des fils très fins et très souples sur les métallisations à l'aide d'une colle conductrice (ELECOLIT 340)

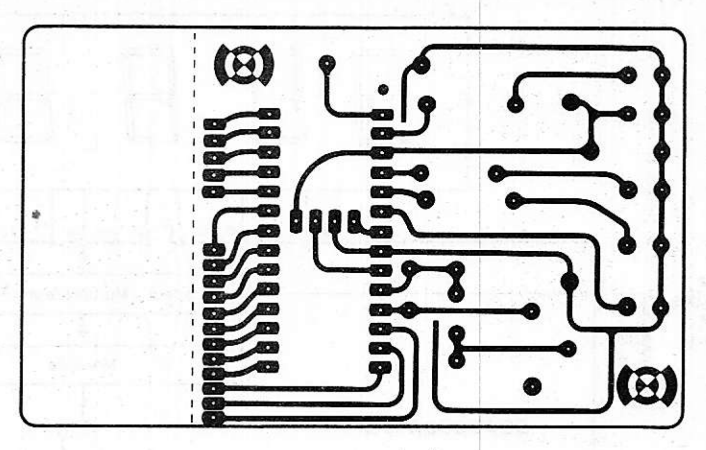


Figure 4 : Affichage (exemples)

108,00 MHz
27,125 MHz
200 kHz
1605 kHz

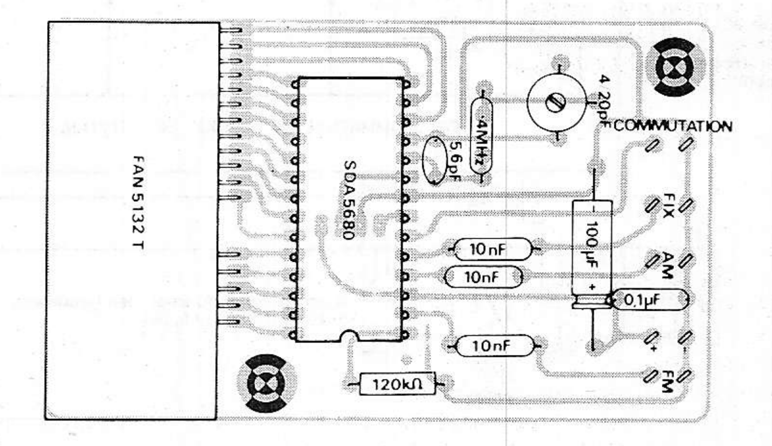
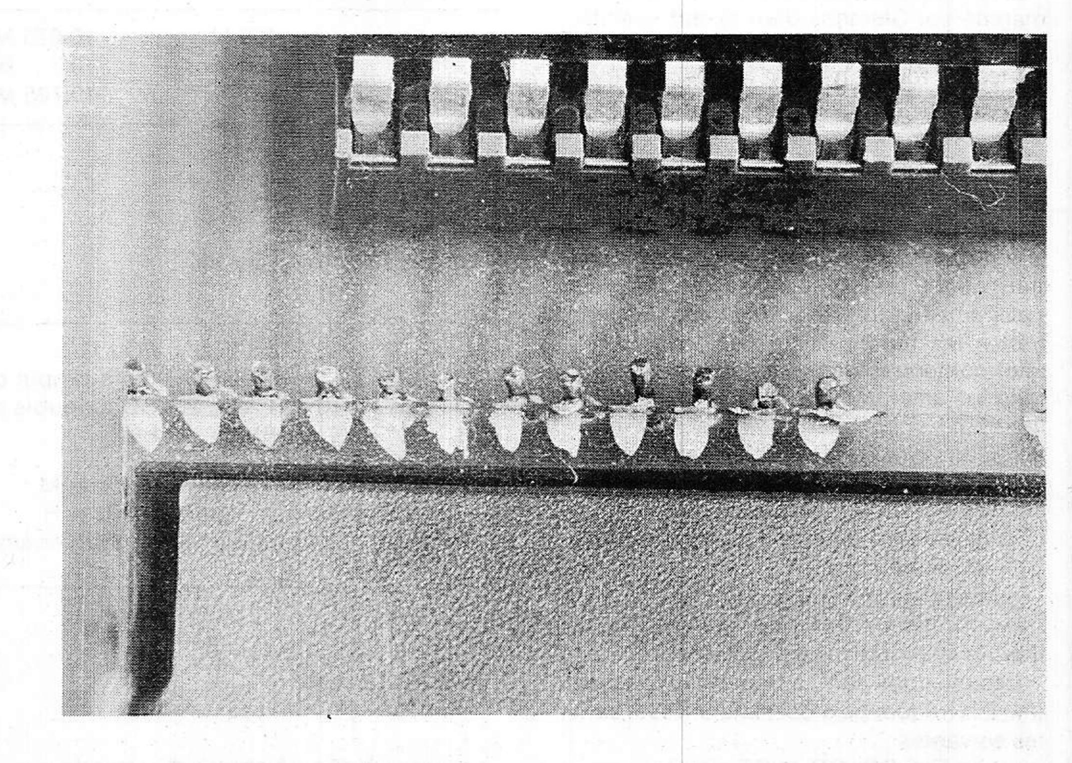


Figure 5

Vue des connexions collées.



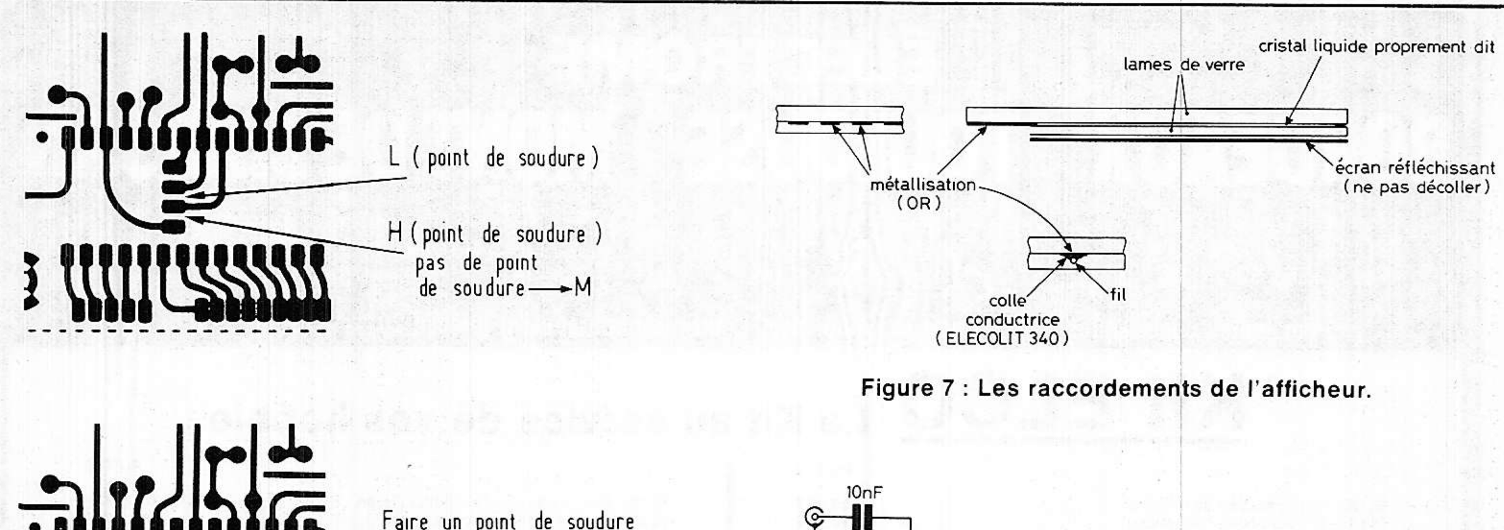


Figure 7 : Les raccordements de l'afficheur.

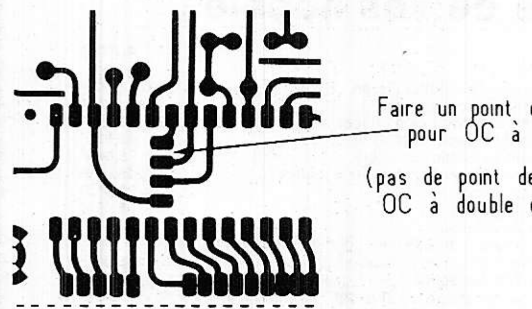


Figure 6

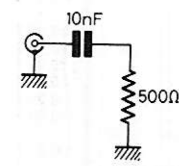


Figure 8 : Schéma équivalent des entrées de mesure. Sensibilité VHF 100 mV eff - HF 50 mV eff.

Ces fils seront alors soudés sur le circuit imprimé. On veillera à ne pas causer de court-circuit par des ponts de colle entre deux métallisations contigües.

ATTENTION ! la vérification se fera exclusivement par examen visuel à la loupe. Un contrôle à l'ohmmètre serait fatal au cristal liquide. **Ce point est très important** : les cristaux liquides ne peuvent supporter qu'une alimentation en alternatif sans composante continue que seuls des circuits très spéciaux sont capables de fournir.

IV) MISE EN ŒUVRE ET ESSAIS :

L'adaptation au récepteur est plus ou moins commode selon qu'il s'agit d'un récepteur existant ou en cours de création personnelle. Il faut trouver une alimentation de 9 V 50 mA ce qui est généralement facile, mais surtout, il faut prélever les signaux des oscillateurs sans perturber leur fonctionnement. Le fait que les entrées du fréquencemètre soient isolées en continu par des 10 nF facilite bien les choses. Il suffit en fait de trouver ou de créer un point auquel le signal d'oscillateur est disponible sous au moins 50 ou 100 mV eff, et acceptant d'être chargé par 500 Ω. Bien souvent, il s'agira d'un enroulement de couplage de quelques spires bobiné par dessus l'enroulement oscillateur, mais on peut parfois utiliser le collecteur ou l'émetteur (non découplé) du transistor oscillateur. En VHF, il peut être nécessaire de prévoir un étage d'amplification (genre ampli d'antenne) pour atteindre les 100 m Veff indispensables.

Les essais se borneront à mettre le récepteur en service, à le régler sur une station dont la fréquence est notoirement stable, et à vérifier que l'indication du fréquencemètre est bien conforme. Un **léger** écart pourra être corrigé au moyen de l'ajustable 4/20 pF. Un écart plus important pourrait signaler un mauvais alignement des circuits FI, notamment dans le cas d'une réalisation personnelle réglée sans instruments de mesure.

Rappelons cependant que, pour la gamme FM, l'utilisation de ce montage exige que l'oscillateur travaille 10,7 MHz **plus haut** que la fréquence à recevoir, c'est très généralement le cas des réalisations industrielles.

Signalons, pour terminer, la possibilité qui existe d'utiliser également ce fréquencemètre à l'émission en appliquant une fréquence de 452 ou 460 kHz sur l'entrée « oscillateur fixe ». Dans cette configuration les deux corrections s'annulent mutuellement et la fréquence affichée est égale à la fréquence d'entrée. Des commutations simples peuvent donc permettre d'incorporer cet instrument dans une installation d'émission/réception.

V) CONCLUSION :

Cette réalisation permettra à tout amateur de réception radio d'équiper son récepteur d'un instrument précis et fiable pour le prix d'un fréquencemètre de laboratoire bas de gamme. L'affichage par cristaux liquides et l'emploi d'un seul circuit intégré se traduisent par une faible consommation rendant possible l'adaptation à des récepteurs portatifs alimentés par piles ou accus 9 volts. La limite inférieure de tension d'alimentation est d'ailleurs de 6 volts, tension avec laquelle il peut devenir nécessaire de corriger le contraste de l'afficheur en modifiant la valeur de la résistance de 120 kΩ. Rappelons en effet qu'un afficheur à cristaux liquides ne produit pas par lui-même de lumière mais fonctionne par réflexion plus ou moins forte de la lumière ambiante.

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

Semiconducteurs :
1 x SDA 5680 A ou B
1 x FAN 5132 T
Siemens

Condensateurs :
1 x 5,6 pF
3 x 10 nF
1 x 0,1 µF
1 x 100 µF 10 V
1 x 4/20 pF ajustable

Résistances :
1 x 120 kΩ 5 % 1/4 W

Divers :
1 circuit imprimé époxy
1 quart 4 MHz (4,0... MHz)
Colle ELECOLIT 340 ou mousse de contact pour LCD

ÉLECTROME

BORDEAUX — TOULOUSE — MONT-DE-MARSAN

17, rue Fondaudège
33000 - BORDEAUX
Tél. : (56) 52.14.18

Angle rue Darquier
et, grande rue Nazareth
31000 - TOULOUSE

5, place J. Pancaut
40000 - MONT-DE-MARSAN
Tél. (58) 75.99.25

Pour toutes commandes 15 F de port et emballage. Contre-remboursement joindre 20 % d'arrhes + frais.

Kit ELCO

Le Kit au service de vos hobbies

		PU TTC
ELCO 9	Gradateur de lumière	39,00 F
ELCO 10	Modulateur 3 canaux	95,00 F
ELCO 11	Voie négative pour modulateur	26,00 F
ELCO 12	Modulateur 3 V + négatif	125,00 F
ELCO 15	Centrale alarme pour maison	280,00 F
ELCO 16	Stroboscope 60 joules	110,00 F
ELCO 17	Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00 F
ELCO 19	Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00 F
ELCO 20	Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00 F
ELCO 21	Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00 F
ELCO 22	Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00 F
ELCO 23	Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchaînables en automatique, 2 vitesses réglables	390,00 F
ELCO 24	Mini-orgue électronique (8 notes réglables)	58,00 F
ELCO 25	Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz	54,00 F
ELCO 26	Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permettant de passer de l'une à l'autre fonction	250,00 F
ELCO 27	Préréglage à touche control pour tuner FM (4 touches préréglables par potentiomètre 20 tours)	115,00 F
ELCO 28	Clignotant alterné 2 × 1200 W	70,00 F
ELCO 29	Carillon 9 tons	110,00 F
ELCO 30	Ampli 15 W eff. pour voiture (alimentation 12 V)	120,00 F
ELCO 31	Testeur de semi-conducteur	45,00 F
ELCO 32	Thermostat électronique sortie sur relais	85,00 F
ELCO 33	Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 × 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00 F
ELCO 34	Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00 F
ELCO 35	Emetteur à ultra-son	75,00 F
ELCO 36	Récepteur à ultra-son	90,00 F
ELCO 37	Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00 F
ELCO 38	Ampli 10 W stéréo	130,00 F
ELCO 39	Interrupteur crépusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive en automatique le temps d'allumage et d'extinction étant réglable	88,00 F
ELCO 40	Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00 F
ELCO 41	Interphone 2 postes	85,00 F
ELCO 42	Chenillard 10 voies	240,00 F
ELCO 43	Stroboscope 2 × 150 joules	250,00 F
ELCO 44	Régie-lumière (1 strobo 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00 F
ELCO 46	Stroboscope 300 joules	250,00 F
ELCO 47	Chenillard strobo 4 canaux × 60 joules	390,00 F
ELCO 49	Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec transfo	140,00 F
ELCO 50	Signal Tracer	35,00 F
ELCO 51	Générateur 1 Hz à 2 MHz, en 6 gammes	95,00 F
ELCO 52	Ampli 2 W	47,00 F
ELCO 53	Ampli 6 W	61,00 F
ELCO 54	Ampli 10 W	75,00 F
ELCO 55	Temporisateur 1 s à 5 mn, sortie sur relais	88,00 F
ELCO 56	Antivol auto, sortie sur relais	68,00 F
ELCO 57	Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00 F
ELCO 58	Cadenceur d'essuie-glace	68,00 F
ELCO 59	Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec transfo	89,00 F
ELCO 60	VU-mètre à 6 leds	58,00 F
ELCO 61	VU-modulateur à 6 triacs	195,00 F
ELCO 62	Préampli à micro pour modulateur avec micro-électret fourni	58,00 F
ELCO 63	Alimentation 5 V 1,2 A avec son transfo	95,00 F
ELCO 65	VU-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les VU-mètre)	89,00 F
ELCO 66	Horloge digitale (heure-minute)	129,00 F
ELCO 67	Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-réveil	36,00 F
ELCO 68	Amplificateur d'antenne	28,00 F
ELCO 69	Sirène électronique	85,00 F
ELCO 70	Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc., sortie sur relais	85,00 F
ELCO 71	Modulateur à micro 3 canaux, avec son micro	185,00 F
ELCO 72	Métronome électronique avec son H P	55,00 F
ELCO 73	Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00 F
ELCO 74	Jeux de dé électronique (affichage 7 leds)	45,00 F
ELCO 75	Décodeur stéréo FM	95,00 F
ELCO 77	Préampli mono RIAA	25,00 F
ELCO 78	Correcteur de tonalité	29,00 F
ELCO 79	Préampli RIAA, stéréo	38,00 F

		PU TTC
ELCO 80	Correcteur de tonalité stéréo	56,00 F
ELCO 84	Manipulateur code morse	62,00 F
ELCO 86	Roulette électronique à 16 leds	95,00 F
ELCO 89	Clignotant 1 canal × 1200 W	49,00 F
ELCO 90	Vox control, sortie sur relais	75,00 F
ELCO 91	Fréquencemètre digital 10 Hz à 2 MHz	245,00 F
ELCO 93	Préampli micro	35,00 F
ELCO 94	Préampli guitare	68,00 F
ELCO 95	Modulateur 1 voie	38,00 F
ELCO 97	Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mm précision une seconde	145,00 F
ELCO 98	Tuner FM, sensibilité 1,6 µV CAF, préréglé	220,00 F
ELCO 99	Bloc de comptage de 0 à 999, affichage sur 3 × 7 segments, exemple d'application en fréquencemètre, comptage de passage, etc	180,00 F
ELCO 101	Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00 F
ELCO 102	Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00 F
ELCO 103	Allumage électronique	160,00 F
ELCO 104	Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pf à 10 000 microfarad	210,00 F
ELCO 105	Trémolo électronique	90,00 F
ELCO 106	Générateur 6 rythmes	250,00 F
ELCO 107	Ampli 80 W eff	260,00 F
ELCO 108	Ampli 120 W eff	320,00 F
ELCO 109	Ampli 80 W eff stéréo	495,00 F
ELCO 110	Amplificateur téléphonique	75,00 F
ELCO 111	Chronomètre digital (à Quartz)	180,00 F
ELCO 112	Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00 F
ELCO 113	Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00 F
ELCO 114	Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	68,00 F
ELCO 115	Bloc système pour train électrique	70,00 F
ELCO 116	Sifflet à vapeur pour train électrique	95,00 F
ELCO 118	Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00 F
ELCO 119	Stroboscope alterné 2 × 60 joules	180,00 F
ELCO 120	Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00 F
ELCO 121	Mini-batterie électronique, imite le son de deux instruments à percussion	68,00 F
ELCO 122	Passe-vue automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00 F
ELCO 123	Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00 F
ELCO 124	Logique feu de croisement, respecte l'ordre des feux rouges, affichage par 2 leds rouges, 2 jaunes et 2 vertes	85,00 F
ELCO 125	Applaudimètre à led, en fonction du niveau et de la durée des applaudissements, allume de 1 à 12 leds fourni avec le micro	150,00 F
ELCO 126	Horloge à affichage digital (heures minutes) alim. 220 V peut faire reveil	79,00 F
ELCO 127	Visualisation à leds pour ELCO 23	34,00 F
ELCO 128	Horloge digitale moto-auto ou bateau, heure, minute à quartz, peut faire réveil, alimentation en 12 V	124,00 F
ELCO 130	Sirène multiple, imite le bruit de la sirène de police américaine, sirène spatiale, bruitages pour flippers	88,00 F
ELCO 131	Générateur 5 Hz à 500 kHz, Sinus, Triangle, Carré	190,00 F
ELCO 132	Filtre pour montage à triacs	42,00 F
ELCO 133	Barrière à ultra-son pour entrée magasin ou commande de porte de garage. Déclenche un relais pendant un temps réglable de 1 s à 1 mn quand quelqu'un passe	188,00 F
ELCO 134	Minuterie électronique à affichage digital pour insoleuse, commande jusqu'à 6 tubes ultra-violet de 1 s à 40 mn (affichage minutes-secondes)	190,00 F
ELCO 135	Trucage électronique permet d'imiter le bruit d'une détonation, aboiement de chien, explosion, accélération de moto, sirène police, etc. indispensable pour vos soirées	230,00 F
ELCO 136	Générateur de rythmes - 12 rythmes, tempo et volume réglables	480,00 F
ELCO 137	Horloge digitale réveil pour cafetière électrique ou poste radio ou autre, commute une charge de 1 200 W à l'heure du réveil	99,00 F
ELCO 138	Horloge réveil digitale, met un buzzer en route à l'heure du réveil	125,00 F
ELCO 140	Chambre de réverbération, volume et retard réglables	150,00 F
ELCO 142	Micro Timer programmable à Microprocesseur	450,00 F
ELCO 143	Emetteur infra-rouge	95,00 F
ELCO 144	Récepteur infra-rouge sortie sur relais	125,00 F